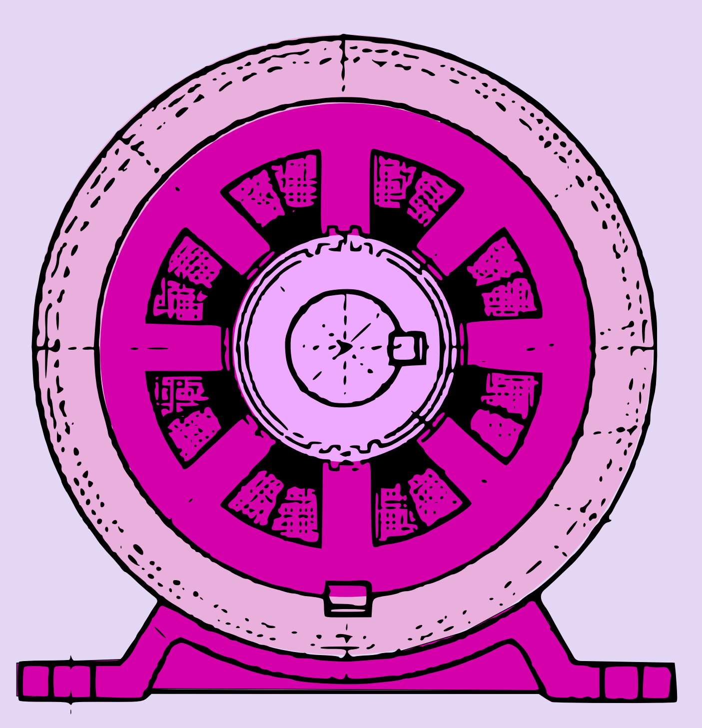
M. Volkenstein

COURS DE COMMANDE ÉLECTRIQUE



Éditions Mir Moscou

М. Г. ЧИЛИКИН

ОБЩИЙ КУРС ЭЛЕКТРОПРИВОДА

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА

M. TCHILIKINE

Cours de commande électrique

ÉDITIONS MIR • MOSCOU

CDU 62-83(07) = 40

Traduit du russe
par
Ch. Bir

На французском языке

TABLE DES MATIÈRES

Avant-propos . 11

PREMIÈRE PARTIE
ÉLÉMENTS DE COMMANDE ÉLECTRIQUE

Introduction 13

Chapitre premier. **Généralités** 15

1-1. Définition de la notion de « commande électrique » . . . 15
1-2. Revue succincte du développement de la commande électrique 16
1-3. Importance de la commande électrique pour l'économie nationale et principales voies de son développement . . . 23

Chapitre II. **Caractéristiques mécaniques des systèmes de commande électrique** 28

2-1. Caractéristiques mécaniques des machines de production et des moteurs électriques 28
2-2. Caractéristique commune d'un moteur électrique et de la machine entraînée 31
2-3. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à courant continu à excitation en dérivation 33
2-4. Construction des caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation 36
2-5. Caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation en régimes de freinage 42
2-6. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à courant continu à excitation série 49
2-7. Caractéristiques mécaniques d'un moteur série en régimes de freinage 57
2-8. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à courant continu à excitation composée (compound) 60
2-9. Caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone . . 62
2-10. Caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone en régimes de freinage 71
2-11. Caractéristiques mécanique et angulaire d'un moteur synchrone 77

Chapitre III. **Réglage de la vitesse de rotation des moteurs de commande** 82

3-1. Principaux indices de réglage de la vitesse des moteurs de commande 82

3-2. Réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu à excitation en dérivation 88
3-3. Réglage de la vitesse d'un moteur dérivation par shuntage de l'induit 95
3-4. Réglage de la vitesse d'un moteur à excitation indépendante selon le système génératrice-moteur (Ward-Léonard) 102
3-5. Système de commande à courant continu avec convertisseurs ioniques 108
3-6. Réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu à excitation série 115
3-7. Réglage de la vitesse d'un moteur série par shuntage de l'induit ou de l'enroulement d'excitation 117
3-8. Réglage de la vitesse des moteurs à courant alternatif 120
3-9. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par insertion d'une résistance dans le circuit rotorique 121
3-10. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par changement du nombre de pôles 122
3-11. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par variation de la fréquence 125
3-12. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par variation de fréquence au moyen du convertisseur à thyristors 129
3-13. Réglage de la vitesse d'un moteur à courant alternatif à collecteur 134
3-14. Méthode impulsionnelle de réglage de la vitesse des moteurs 137

Chapitre IV. **Caractéristiques mécaniques et propriétés de réglage des dispositifs de commande électrique spéciaux** 143

4-1. Généralités 143
4-2. Commande électrique avec accouplement mécanique de machines fonctionnant en régime moteur 144
4-3. Commande par moteur asynchrone permettant d'obtenir des vitesses réduites 147
4-4. Réglage de la vitesse de rotation à l'aide d'un accouplement asynchrone coulissant 150
4-5. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone dans les montages en cascade 152
4-6. Rotation synchrone des dispositifs de commande électrique 156

Chapitre V. **Régimes transitoires dans les commandes électriques** . . . 169

5-1. Généralités 169
5-2. Forces et couples agissant dans une installation de commande 170
5-3. Réduction des couples résistants et des moments d'inertie 173
5-4. Réduction au mouvement de rotation des forces et des masses en mouvement de translation 175
5-5. Réduction au mouvement de rotation des masses et des couples en mouvement de translation à vitesse variable 176
5-6. Durée de l'accélération et de la décélération du dispo-

sitif de commande; détermination du rapport de transmission optimal 178
5-7. Solutions graphique et grapho-analytique de l'équation de mouvement du dispositif de commande 180
5-8. Démarrage d'un moteur dérivation jusqu'à la vitesse nominale 184
5-9. Démarrage d'un moteur dérivation à une vitesse supérieure à sa valeur nominale 193
5-10. Freinage rhéostatique d'un moteur dérivation 196
5-11. Freinage à contre-courant et renversement du sens de marche d'un moteur dérivation 200
5-12. Freinage d'un moteur dérivation avec récupération d'énergie par le réseau 203
5-13. Energétique des régimes transitoires d'un moteur dérivation 204
5-14. Régimes transitoires dans les systèmes de commande à moteurs série 208
5-15. Régimes transitoires dans le système génératrice-moteur (système Ward-Léonard). Intensification du processus d'excitation 210
5-16. Démarrage du moteur dans le système génératrice-moteur 217
5-17. Freinage et renversement du sens de rotation du moteur dans le système génératrice-moteur 220
5-18. Régimes transitoires dans les installations de commande à moteurs asynchrones triphasés 229
5-19. Régimes électromagnétiques transitoires dans les systèmes de commande à moteurs asynchrones 236
5-20. Pertes d'énergie lors des régimes transitoires dans les installations de commande à moteurs asynchrones 239
5-21. Méthodes de diminution des pertes d'énergie dans les moteurs de commande aux régimes transitoires 240

Chapitre VI. **Choix de la puissance des moteurs et diagrammes de charge** 245

6-1. Considérations générales sur le choix de la puissance des moteurs électriques 245
6-2. Echauffement et refroidissement d'un moteur en service continu 249
6-3. Choix de la puissance d'un moteur en régime continu 256
6-4. Méthodes de courant, de couple et de puissance équivalents 261
6-5. Echauffement et refroidissement des moteurs en service temporaire et en service intermittent 265
6-6. Choix de la puissance des moteurs pour services temporaire et intermittent 270
6-7. Détermination du nombre admissible de mises en circuit des moteurs à rotor en court-circuit 274
6-8. Certaines particularités de construction des diagrammes de charge 277
6-9. Diagrammes de charge d'un moteur électrique actionnant une machine d'extraction de mine 280
6-10. Fonctionnement d'un moteur électrique avec volant sous une charge dynamique 286
6-11. Fonctionnement du moteur asynchrone avec un régulateur de glissement 289

DEUXIÈME PARTIE

COMMANDE AUTOMATIQUE DES MOTEURS ÉLECTRIQUES

Introduction 295

Chapitre VII. **Systèmes de commande automatique à boucle ouverte** 297

7-1. Représentation et désignation des éléments des schémas de commande automatique 297
7-2. Principes de commande automatique du démarrage des moteurs électriques 300
7-3. Commande en fonction de la vitesse 301
7-4. Commande en fonction du courant 303
7-5. Commande en fonction du temps 304
7-6. Principes de commande automatique du freinage des moteurs électriques 310
7-7. Commande des moteurs par dispositifs statiques . . . 317

Chapitre VIII. **Systèmes de commande automatique à boucle fermée** . . 326

8-1. Généralités 326
8-2. Commande automatique des moteurs électriques avec emploi des amplificateurs rotatifs (amplidynes) 329
8-3. Commande automatique des moteurs électriques par utilisation des amplificateurs magnétiques 338
8-4. Commande automatique des moteurs électriques par utilisation des convertisseurs à thyristors 344
8-5. Stabilité des systèmes de commande automatique . . . 346
8-6. Construction des courbes du processus transitoire par la méthode fréquentielle 354
8-7. Utilisation des calculatrices électroniques pour le calcul des processus transitoires dans les systèmes de commande électrique automatique 360

Chapitre IX. **Schémas types de commande des moteurs électriques** . . . 376

9-1. Commande des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit 376
9-2. Commande des moteurs asynchrones à rotor bobiné . . . 382
9-3. Commande des moteurs synchrones 387
9-4. Commande des moteurs dérivation 396
9-5. Commande des moteurs série 400
9-6. Commande des systèmes d'entraînement avec amplificateurs rotatifs 402
9-7. Commande d'un moteur à courant continu par convertisseur à thyristors réversible 404
9-8. Schémas de commande électrique de certains mécanismes de production 407
a) Schéma de commande d'un ascenseur 407
b) Schéma de commande d'un moteur d'avance des électrodes d'un four à acier 409
c) Commande des poulies de sondes d'un haut fourneau 411

Chapitre X. **Commande asservie et commande programmée** 416

10-1. Généralités, destination et classification des commandes asservies 416
10-2. Commande asservie à action discontinue 418

10-3. Principes de fonctionnement d'une commande asservie continue 420
10-4. Schémas des commandes asservies à contrôle continu 423
10-5. Commande programmée des moteurs électriques . . . 433
10-6. Utilisation des calculatrices électroniques pour la commande programmée des machines-outils à travailler les métaux 437
10-7. Commande programmée par moteurs pas à pas 445
10-8. Commande programmée d'un dispositif de serrage de laminoir réversible 453

Chapitre XI. **Automatisation totale des systèmes de commande électrique** 458

11-1. Généralités 458
11-2. Machines transfert 461
11-3. Ensemble d'un schéma de contrôle d'une machine transfert 463
11-4. Automatisation des systèmes de manutention et de traitement 466
11-5. Automatisation d'ensemble de hauts fourneaux 470
11-6. Commande automatique du distributeur rotatif de charge 473

Index 478

Avant-propos

Ce manuel, reproduisant la 5e édition russe, met à la portée des étudiants des écoles supérieures d'électricité un cours général de commande électrique où il a été tenu compte des techniques de pointe utilisant des schémas de commande automatique et, notamment, des convertisseurs à semi-conducteurs.

L'ouvrage comporte deux parties.

Dans la première, « Eléments de commande électrique » on a analysé les caractéristiques statiques et dynamiques des systèmes de commande à courants continu et alternatif et étudié le problème du choix de la puissance des moteurs électriques. Des développements y sont consacrés aux processus transitoires électromagnétiques dans les systèmes de commande avec des moteurs à courant continu à excitation indépendante et des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit. Cette partie contient aussi différents schémas de réglage de la vitesse de rotation des moteurs asynchrones par convertisseurs de fréquence statiques.

Dans la seconde partie, « Commande automatique des moteurs électriques », tout en examinant des systèmes ouverts à relais et contacteurs, on expose les principes de commande électrique à circuits sans contacts. Une attention particulière est prêtée aux nouveaux systèmes fermés de commande automatique. Et une description très à jour a été donnée des schémas types de commande des moteurs dérivation, asynchrones et synchrones. Le chapitre sur les systèmes de commande asservie et de commande programmée est traité dans l'optique des réalisations de pointe en matière d'appareillage électromagnétique et à semi-conducteurs utilisant les diverses techniques du calcul numérique.

Le chapitre final clôt l'exposé par une revue des applications de l'automatisation d'ensemble de commande électrique aux machines transfert et à certaines installations de l'industrie sidérurgique.

L'auteur tient à remercier le Professeur Y. Sabinine de l'Institut polytechnique de Léningrad, docteur ès sciences techniques, et le Professeur A. Sandler de l'Institut énergétique de Moscou, docteur ès sciences techniques, ayant eu l'obligeance de revoir le texte russe du présent ouvrage avant sa traduction en français.

L'auteur

PREMIÈRE PARTIE

Eléments de commande électrique

Introduction

Les différents mécanismes que l'on trouve à présent dans chaque fabrique, dans le transport et l'agriculture ont suivi un long chemin de développement avant de prendre la forme de machines modernes où le génie et le travail de l'homme ont trouvé leur épanouissement. Une unité de production moderne comprend un grand nombre de pièces, machines et appareils différents destinés à accomplir les fonctions les plus variées. Dans l'ensemble ils exécutent un travail destiné à assurer un certain processus de production. Il faut bien connaître la destination des divers éléments d'une telle unité car autrement il est impossible d'étudier et de créer une machine et de l'utiliser correctement.

« Tout mécanisme développé se compose de trois parties essentiellement différentes: moteur, transmission et machine d'opération » *).

Les deux premiers éléments (le moteur avec son système de commande et le mécanisme de transmission qui peut comprendre des arbres, des poulies, des courroies, des pignons, etc.) sont destinés à transmettre le mouvement à la machine-outil.

Par conséquent, la première et la seconde partie de l'unité servent à actionner la machine de production et pour cette raison on leur donne le nom commun de « commande ».

Comme exemple de commande simple on peut indiquer la commande manuelle que l'on utilise encore dans les appareils ménagers, certaines petites machines agricoles, etc., mais dans l'industrie moderne elle ne joue presque plus aucun rôle.

La commande animale, qui est le prolongement de la commande manuelle et où l'effort de l'homme est remplacé par la force animale, a aussi perdu toute son importance.

---

*) K. Marx, *Le Capital*, Livre I, t. 2, page 65, Editions Sociales, Paris, 1957.

Ces commandes ont été remplacées par la commande mécanique tels le moteur à vent, la roue hydraulique et la turbine hydraulique, la machine à vapeur, le moteur à combustion interne et le moteur électrique. Ce dernier a progressivement pris la première place.

A l'heure actuelle les turbines hydrauliques et à vapeur sont utilisées dans les centrales électriques fournissant de l'énergie à l'industrie, à l'agriculture, aux moyens de transport et pour les besoins domestiques. Mais pour actionner les machines, le principal moteur utilisé est le moteur électrique et, par conséquent, le principal type de commande est la commande électrique.

CHAPITRE PREMIER

GÉNÉRALITÉS

1-1. Définition de la notion de « commande électrique »

On appelle commande électrique un ensemble de dispositifs qui réalise la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique et assure le contrôle électrique de l'énergie mécanique ainsi obtenue.

Les deux principaux éléments de cet ensemble sont: 1) le système de force embrassant le moteur électrique et les dispositifs de transmission de l'énergie mécanique à la machine-outil; 2) le système de contrôle électrique comprenant les poussoirs de commande et l'appareillage électrique qui assurent à la commande les propriétés nécessaires ainsi que les moyens de protection.

Le système de commande électrique comporte souvent des convertisseurs d'énergie électrique (convertisseurs de fréquence, redresseurs, blocs génératrice-moteur, etc.) destinés à rendre plus aisé le contrôle des installations et à donner aux caractéristiques du système de commande la forme requise.

La principale fonction de la commande électrique, l'entraînement d'une machine, n'a pas changé de nos jours. Mais la commande électrique automatique asservie à un système de contrôle automatique assure des fonctions plus larges, se chargeant de la conduite rationnelle du processus technologique. Le contrôle automatique du système de commande permet d'assurer un rendement élevé et d'améliorer la qualité de la production.

On distingue trois types principaux de commande électrique: la commande générale, la commande individuelle et la commande à plusieurs moteurs.

On appelle *commande générale* celle où un seul moteur électrique transmet, par l'intermédiaire d'une ou de plusieurs transmissions, le mouvement à un groupe de machines.

Les défauts de ce type de commande sont tels qu'il n'est actuellement plus utilisé et présente seulement un intérêt historique. Il a cédé sa place à la commande individuelle et à la commande par plusieurs moteurs.

On appelle *commande individuelle* un système de commande où un seul moteur électrique actionne une seule machine. A titre d'exemple, signalons la perceuse monobroche, différents outils électriques ainsi que des machines-outils à travailler les métaux, etc. Dans de

nombreux cas la commande est assurée par un moteur électrique d'exécution spéciale qui forme un tout avec la machine entraînée.

On appelle *commande à plusieurs moteurs* un système comprenant plusieurs commandes individuelles dont chacune est destinée à actionner un seul élément du groupe de production.

De telles commandes sont utilisées, par exemple, pour entraîner les machines-outils complexes destinés au travail des métaux, les machines à papier, les laminoirs, etc. Les commandes à plusieurs moteurs se répandent de plus en plus dans l'industrie.

1-2. Revue succincte du développement de la commande électrique

Le développement des industries est devenu possible après le passage de la commande manuelle des machines à la commande mécanique. Dans l'antiquité on employait déjà des méthodes rudimentaires de mécanisation à l'aide des roues hydrauliques. En Chine des roues hydrauliques étaient utilisées trois mille ans avant notre ère.

Jusqu'à la fin du XIXe siècle la vapeur et l'eau étaient les principales sources d'énergie utilisées pour actionner les machines industrielles. Vers 1870 malgré le succès atteint dans le domaine de la construction des moteurs à courant continu, l'énergie électrique était utilisée surtout pour l'éclairage. Le système à courant continu qui existait alors ne permettait pas de transmettre l'énergie à grande distance et de la distribuer convenablement, ce qui freinait le développement de la commande électrique. L'emploi de la commande électrique fut rendu possible par les nouvelles découvertes de l'électromagnétisme.

L'apparition du courant monophasé a joué un rôle important dans le développement de l'électrotechnique mais les tentatives de résolution du problème de la production centralisée et de la répartition de l'énergie électrique sous forme de courant monophasé n'ont pas contribué au progrès dans le domaine de la commande électrique car les moteurs monophasés n'avaient pas de couple moteur au démarrage.

Dans les années 80 du XIXe siècle la découverte du champ magnétique tournant a donné naissance à la construction des moteurs polyphasés. Le système le plus économique en fut le système triphasé. C'était le nouveau moyen technique qui permettait de résoudre l'ensemble des problèmes de production, de transport, de distribution et de consommation d'énergie électrique. La mise au point du système triphasé a créé les conditions nécessaires au développement de l'électrification. La mise en œuvre du moteur asynchrone triphasé a marqué une nouvelle étape dans le développement de la commande électrique en ouvrant une large perspective à l'utilisation de l'énergie électrique dans l'industrie.

L'utilisation des moteurs électriques a influé fortement sur l'organisation des systèmes de commande et même des machines actionnées. Tout d'abord on a abandonné la transmission par courroies et on est passé à la commande individuelle et à plusieurs moteurs.

Le passage à la commande individuelle et surtout à la commande à plusieurs moteurs qui tiennent compte des conditions de travail des différents mécanismes est devenu possible grâce à l'électrification généralisée de l'industrie. La construction de centrales électriques,



Fig. 1-1. Vue d'ensemble d'un vieux atelier avec la commande à transmission

le transport de l'énergie électrique à grande distance et l'emploi de la commande électrique ont marqué une nouvelle étape dans le développement de l'industrie.

La commande individuelle permet de travailler aux vitesses optimales, de réaliser le démarrage beaucoup plus rapidement et d'inverser le sens de rotation. En plus, l'entretien du dispositif de commande est facile et peut être assuré dans de bonnes conditions de sécurité. Il suffit de visiter une usine moderne pour comprendre la différence entre les conditions de travail dans un atelier ancien comportant un grand nombre de courroies qui font du bruit et réduisent l'éclairage (fig. 1-1) et dans un atelier moderne propre, bien éclairé, où il n'y en a pas (fig. 1-2).

Le développement de la commande électrique a toujours eu pour effet de rapprocher le moteur du mécanisme entraîné et d'éliminer les transmissions intermédiaires. A titre d'exemple, on peut indiquer la diminution du nombre de couples de pignons dans la boîte de vitesses d'un tour (fig. 1-3). Pour obtenir 12 vitesses à la broche avec la commande individuelle non réglable il faut avoir neuf couples de

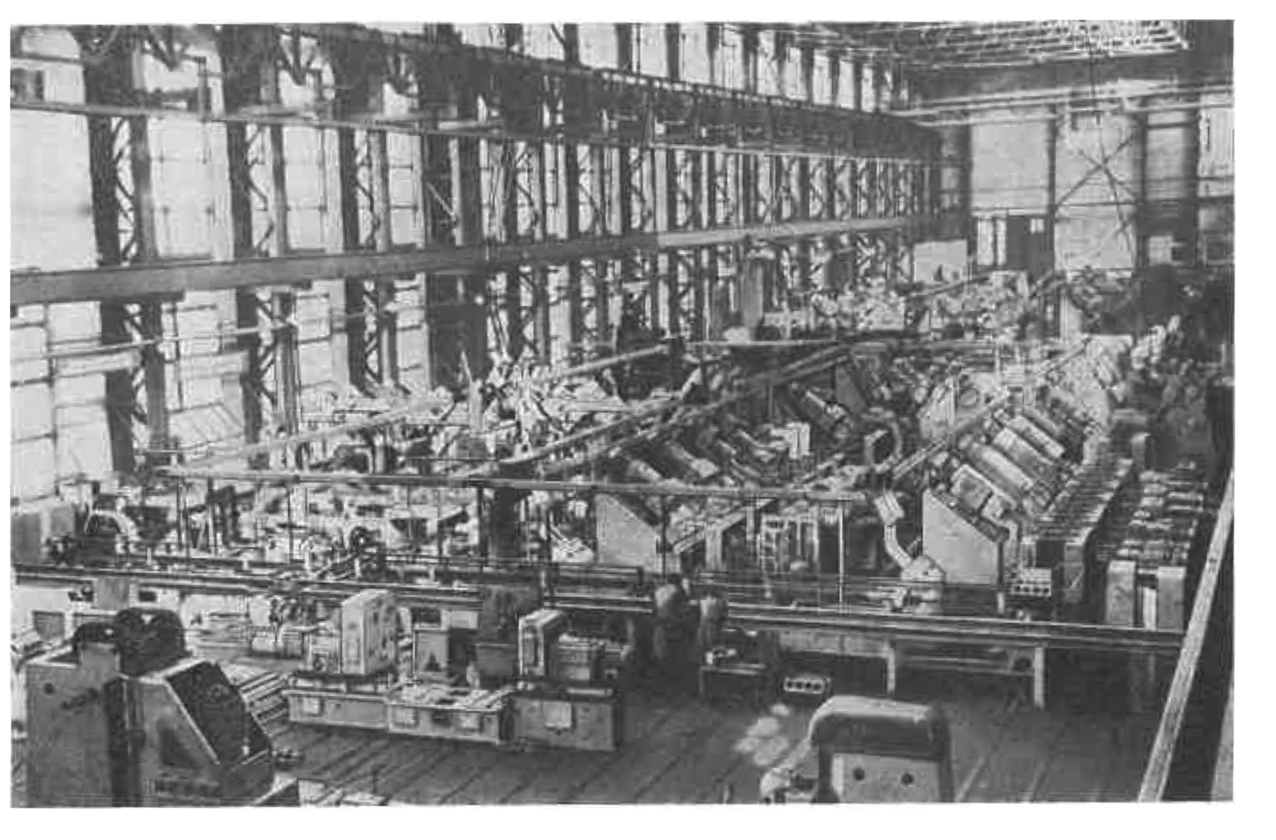


Fig. 1-2. Vue d'ensemble d'un atelier moderne

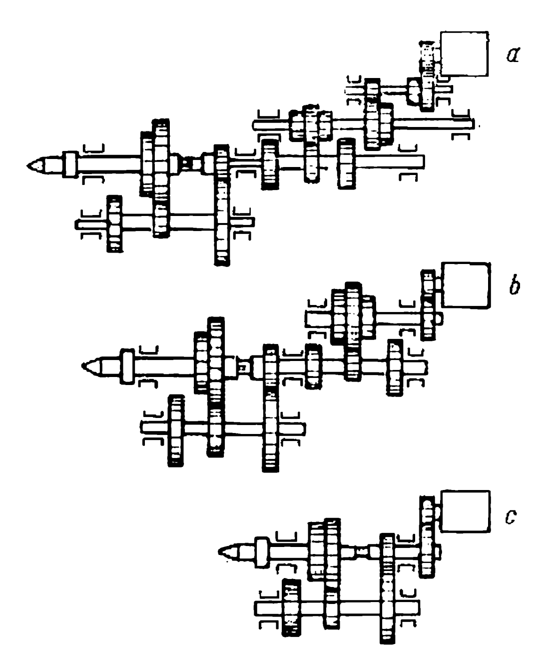


Fig. 1-3. Schéma de la boîte de vitesses d'un tour avec différents types de moteurs d'entraînement

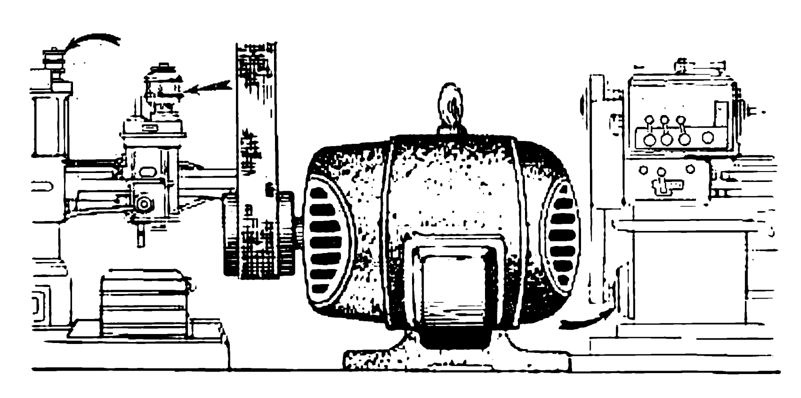


Fig. 1-4. Montage d'un moteur de commande rapproché du mécanisme de production

pignons (*a*). L'utilisation d'un moteur asynchrone à deux vitesses permet de réduire le nombre de pignons à sept couples (*b*) et lorsqu'on utilise un moteur à courant continu à vitesse réglable leur nombre ne dépasse pas quatre (*c*).

La fig. 1-4 montre la proximité du moteur des mécanismes entraînés et le passage à la commande individuelle dont le moteur est fixé à même la machine. La fig. 1-5 présente un schéma de développement de commande électrique d'une perceuse radiale où le rapprochement progressif du moteur du mécanisme entraîné a conduit

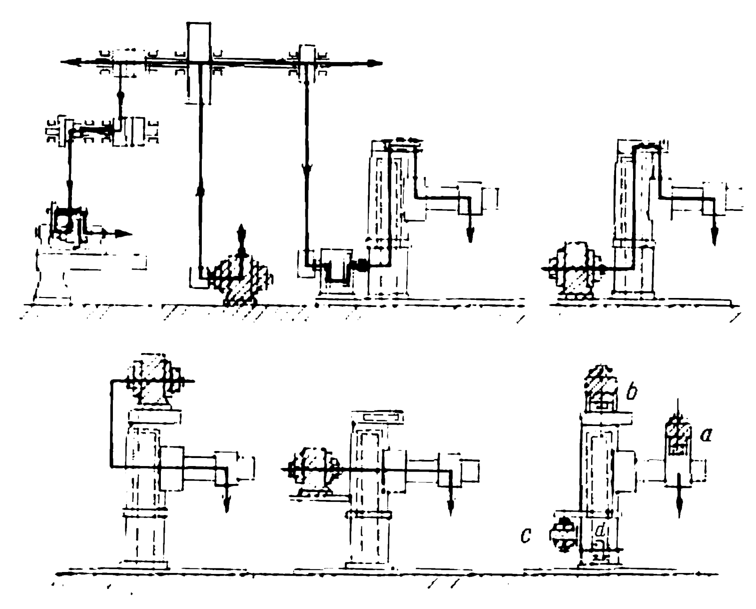


Fig. 1-5. Schéma de développement de la commande électrique d'une perceuse radiale

à la création d'une commande à plusieurs moteurs dans laquelle divers éléments de la même machine sont entraînés par différents moteurs (*a*, *b*, *c* et *d*).

L'adaptation de la commande à plusieurs moteurs aux mécanismes de production les plus divers est le trait caractéristique de la conception moderne de machines. On trouve dans l'industrie des machines-outils travaillant les métaux par enlèvement de matière ou autres procédés qui comptent jusqu'à une trentaine de moteurs.

Les systèmes de commande à plusieurs moteurs sont parfois dotés de moteurs standard de série mais souvent on utilise des moteurs spéciaux fixés par le flasque ou des moteurs incorporés avec lesquels on obtient la fusion organique des éléments du groupe entier.

Des moteurs spéciaux sont utilisés non seulement dans les systèmes de commande à plusieurs moteurs mais dans certains systèmes de commande individuelle où le moteur et la machine ont été adaptés l'un à l'autre par le constructeur. La fig. 1-6 montre la commande

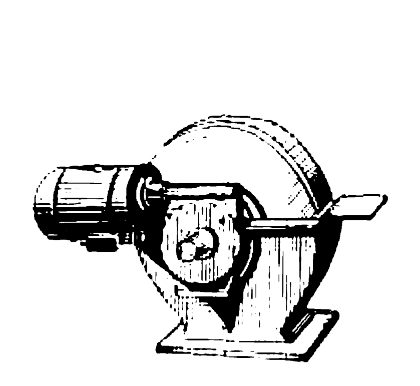


Fig. 1-6. Commande d'une meule

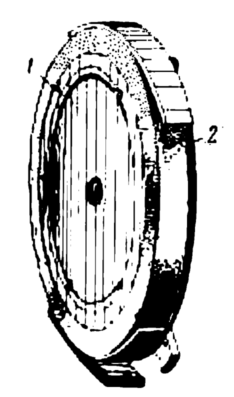


Fig. 1-7. Meule électrique

individuelle d'une meule par un moteur asynchrone à rotor en court-circuit avec un réducteur.

Dans la commande individuelle on obtient parfois une fusion organique tellement intime du moteur avec le mécanisme entraîné qu'ils forment un tout. C'est devenu même une exigence pratique

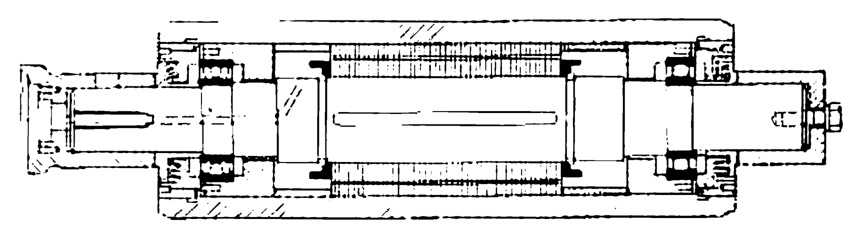


Fig. 1-8. Moteur-rouleau avec rotor extérieur

de nos jours que d'introduire le plus largement dans l'industrie une telle commande individuelle et automatique.

A titre d'exemple, indiquons une polisseuse électrique (fig. 1-7) entraînée par un moteur asynchrone dont le stator *1* occupe la cavité intérieure et dont la surface extérieure (rotor) est occupée par la meule *2*.

On peut aussi citer le moteur-rouleau (fig. 1-8) utilisé dans l'industrie métallurgique pour le déplacement des blooms. L'enrou-

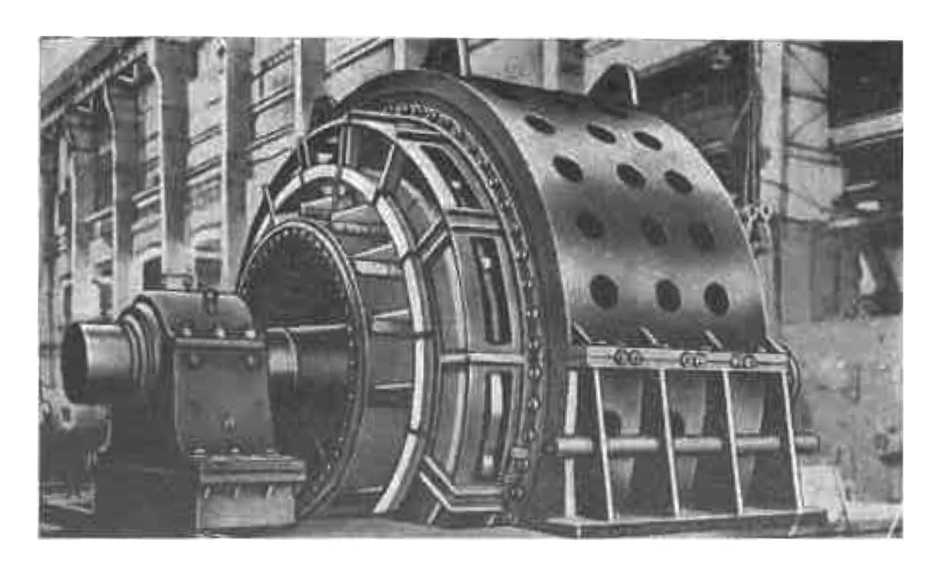


Fig. 1-9. Moteur réversible de commande d'un train de laminoir de 10 000 kW fabriqué par l'usine « Electrosila » (Léningrad)

Fig. 1-10. Un des générateurs du groupe convertisseur puissant destiné à alimenter le moteur réversible

lement statorique immobile du moteur est placé à l'intérieur et c'est le rouleau qui forme le rotor.

Conformément aux exigences de l'industrie, le développement de la commande électrique tend vers l'accroissement de la puissance unitaire ainsi que vers la création de microdispositifs de commande. Ainsi on trouve des moteurs dont la puissance atteint plusieurs dizaines de milliers de kilowatts utilisés pour entraîner de puissantes pompes ou des soufflantes dans les souffleries tandis que dans d'autres mécanismes on utilise des moteurs dont la puissance est inférieure à 1 W. Par exemple, la puissance d'un moteur destiné à actionner une montre électrique est seulement de 0,003 W.

La large gamme de puissances des moteurs électriques modernes (fig. 1-9, 1-10) permet de construire des dispositifs de commande perfectionnés et économiquement rationnels pour différentes branches de l'industrie. La commande électrique qui était autrefois indépendante de la machine devient un des éléments principaux du groupe unique de production, tout en contribuant à son perfectionnement, à son rendement et à sa facilité d'emploi.

1-3. Importance de la commande électrique pour l'économie nationale et principales voies de son développement

Il existe une relation directe entre l'énergie électrique mise à la disposition des entreprises et le rendement obtenu: au cours des dernières décennies la productivité du travail social dans l'industrie soviétique a augmenté à peu près proportionnellement à l'accroissement de la quantité d'énergie électrique disponible. Ceci est prouvé par les chiffres indiqués dans le tableau 1-1. Le facteur principal y est la quantité d'énergie électrique absorbée par les moteurs électriques annuellement par ouvrier.

Tableau 1-1

Indice	Unité de mesure	Année			
		1940	1950	1960	1970
Quantité d'énergie électrique en % par rapport à 1940	kWh par travailleur et par an	100	150	280	590
Productivité en % par rapport à 1940	Production brute par travailleur et par an	100	148	292	505

Pour cette raison les problèmes liés au développement de la commande électrique sont de grande importance pour l'industrie. La commande électrique détermine le niveau de l'électrification du travail et, grâce à ses avantages par rapport à d'autres commandes,

est le principal moyen d'automatisation des machines et des processus de production.

En comparant le travail musculaire de l'homme et le travail d'une machine électrique on obtient des résultats étonnants. Au cours d'une journée de travail un homme peut avec sa force musculaire produire une énergie d'environ 1 kWh. Notons que le prix d'un kWh fourni par une puissante centrale hydraulique ne dépasse pas un kopeck.

Dans les branches très électrifiées de l'industrie la puissance installée des moteurs est en moyenne de 4 à 5 kW par ouvrier, ce qui pour une journée de 7 heures donne une consommation de 28 à 35 kWh. Cela signifie que l'ouvrier conduit des mécanismes dont le travail par poste est équivalent au travail de 28 à 35 hommes. Pour certains ouvriers qui commandent des groupes complexes ces rapports sont encore plus élevés.

Le développement de l'électrification et la création de machines plus perfectionnées contribuent à un très grand accroissement de la productivité du travail. Pour résoudre le problème d'adoption d'un système de commande rationnel il serait faux de partir exclusivement de considérations purement énergétiques, c'est-à-dire d'évaluer le système de commande du point de vue de la consommation d'énergie par unité de production. Certes la lutte pour l'économie d'énergie électrique exige une diminution de la consommation et est une source complémentaire d'énergie disponible ; mais le facteur décisif dans l'évaluation d'une commande électrique est son influence sur la productivité de la machine et le prix de revient des produits obtenus. Le prix de revient d'une unité de production est déterminé par la formule

$$A = \frac{a + b + c + d}{B},$$

où a est le prix de la matière première ; b le salaire des ouvriers ; c le prix de l'énergie électrique ; d les frais accessoires ; B la totalité de la production obtenue durant le temps auquel se rapportent les termes du numérateur.

Le prix de la matière première consommée a croît proportionnellement à l'augmentation de la production B mais le salaire b et les frais accessoires d augmentent beaucoup moins et le prix de l'énergie électrique c joue un rôle relativement faible car il ne constitue que 3 à 8 % de la somme totale qui figure au numérateur.

Il est important qu'une commande électrique correctement étudiée augmente la production B, c'est-à-dire provoque l'accroissement du dénominateur de l'expression indiquée et entraîne ainsi la diminution du prix de revient. Le large emploi du système de commande électrique rationnel change complètement les conditions de travail en augmentant la productivité, en améliorant la qualité des produits et en facilitant le travail des ouvriers.

Là réside la grande importance de la commande électrique pour l'économie nationale d'un pays.

L'industrie crée des dispositifs de commande électrique de plus

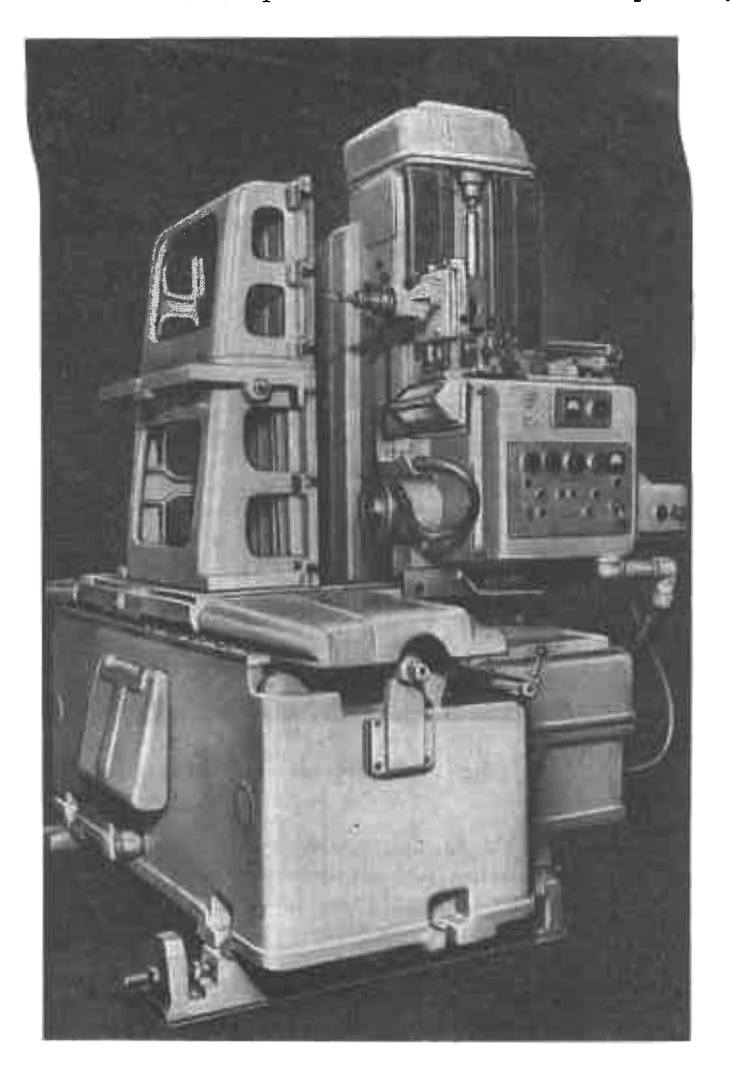


Fig. 1-11. Fraiseuse à copier semi-automatique

en plus perfectionnés et le développement de la théorie de la commande électrique indique la juste voie à suivre pour résoudre les principaux problèmes.

Le développement de la commande électrique à l'heure actuelle et pour les années à venir peut se faire de la façon suivante : perfectionnement des dispositifs de commande existants et création de nouveaux dispositifs ; extension de l'emploi des moteurs électriques dans l'industrie, dans les transports, dans l'agriculture, dans le bâtiment, etc. ; automatisation des machines et des processus de production dans les entreprises en fonctionnement et en construction ; création de nouveaux systèmes automatiques pour les ateliers et les usines.

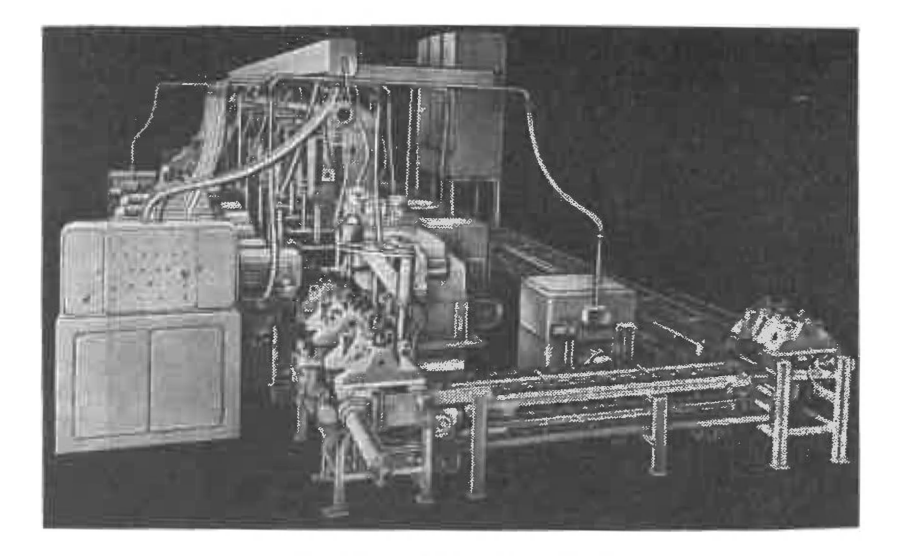


Fig. 1-12. Machine transfert

L'automatisation de la commande électrique et des processus de production, la création des méthodes modernes de conduite, de réglage et de contrôle automatiques, la mise au point de systèmes de commandes automatiques complexes et la mécanisation et l'automatisation totales assurent un grand accroissement de la productivité du travail. La fig. 1-11 montre une vue d'ensemble d'une fraiseuse à reproduction semi-automatique qui grâce à une commande électromécanique permet de fabriquer des pièces d'après un modèle donné sans participation directe de l'ouvrier dont les fonctions se réduisent à régler et à contrôler le fonctionnement de la machine-outil.

La création de nouveaux appareils électriques pour le contrôle des moteurs, de nouveaux types de régulateurs automatiques (rotatifs, ioniques et électroniques, électromagnétiques), de redresseurs et autres appareils de réglage à semi-conducteurs ainsi que des calcula-

trices et des programmateurs contribue à l'emploi de plus en plus large des dispositifs de commandes automatiques.

La commande automatique des moteurs a une grande importance économique : en plus de l'accroissement de la productivité du travail, elle permet d'améliorer la qualité des produits, de réduire la consommation d'énergie électrique, d'augmenter la fiabilité des mécanismes de production et de faciliter les conditions de travail.

L'automatisation simplifie le service des mécanismes et permet de réaliser la commande à distance. Cette dernière condition est particulièrement importante là où on ne peut commander les moteurs d'un poste disposé dans le voisinage direct pour des raisons de disposition des machines ou de particularités du processus technologique.

La fig. 1-12 montre une machine transfert de fabrication soviétique. Installée dans une usine d'automobiles elle permet d'automatiser complètement l'usinage du bloc moteur en exécutant seule des centaines d'opérations.

A l'heure actuelle toutes les conditions existent pour automatiser entièrement les différents postes de travail, ateliers et même des usines entières.

La mécanisation intégrale et l'automatisation créent des conditions permettant de résoudre de multiples problèmes techniques.

Les avantages technico-économiques de la mécanisation et de l'automatisation intégrales des processus de production sont si importants qu'il faut considérer cette tendance dans le développement de la commande électrique comme principale et décisive.

CHAPITRE II

CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES DES SYSTÈMES DE COMMANDE ÉLECTRIQUE

2-1. Caractéristiques mécaniques des machines de production et des moteurs électriques

Lors de l'examen du fonctionnement d'un moteur électrique actionnant une machine il faut tout d'abord vérifier la bonne adaptation des propriétés mécaniques du moteur et des caractéristiques de la machine entraînée. Le fonctionnement en régime transitoire (au démarrage, au freinage et au réglage de la vitesse) dépend de la nature de la variation du couple moteur et du couple résistant de la machine en fonction de la vitesse. L'étude correcte et l'exploitation économique d'un système de commande électrique nécessitent donc l'étude de ses caractéristiques.

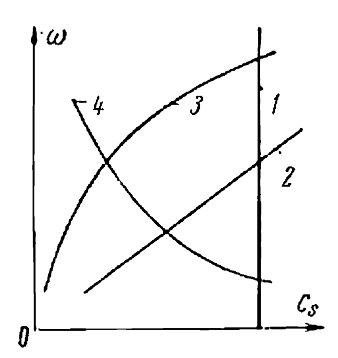


Fig. 2-1. Caractéristiques mécaniques des machines de production

La relation entre la vitesse de rotation et le couple résistant de la machine $\omega = f\ (C_s)$ est appelée *caractéristique mécanique de la machine entraînée.*

Les caractéristiques mécaniques de différentes machines ne sont pas les mêmes. Cependant, on peut obtenir quelques résultats plus généraux en utilisant la formule expérimentale suivante pour la caractéristique mécanique d'une machine:

$$C_s = C_0 + (C_{s.\,n} - C_0)\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^x, \qquad (2\text{-}1)$$

où C_s est le couple résistant (statique) de la machine entraînée à la vitesse ω; C_0 le couple résistant de frottement dans les parties mobiles de la machine; $C_{s.n}$ le couple résistant à la vitesse nominale ω_n; x est un coefficient qui caractérise la variation du couple résistant en fonction de la variation de la vitesse.

Cette formule permet de classer les caractéristiques mécaniques des machines de production en les subdivisant comme suit:

1. *Caractéristique mécanique indépendante de la vitesse* (droite *1* de la fig. 2-1). On a alors $x = 0$ et le couple résistant C_s ne dépend pas de la vitesse de rotation. Telle est la caractéristique que présentent

les grues, les treuils, les mécanismes d'avance des machines-outils de coupe, les pompes à piston (lorsque la hauteur de refoulement est constante), les convoyeurs (où la masse du matériau transporté est constante). Avec une certaine approximation on peut y classer tous les mécanismes où le couple résistant principal est le couple de frottement car généralement dans les limites des vitesses de service le couple de frottement varie peu.

2. *Caractéristique mécanique qui croît de façon linéaire* (droite *2* de la fig. 2-1). Dans ce cas $x = 1$ et le couple résistant varie linéairement avec la vitesse ω et augmente avec cette dernière (pour simplifier posons $C_0 = 0$). Une telle caractéristique s'obtient, par exemple, lors de l'entraînement d'une génératrice à excitation indépendante quand elle débite dans une résistance extérieure fixe.

3. *Caractéristique mécanique croissant de façon non linéaire (parabolique)* (courbe *3* de la fig. 2-1). Dans ce cas $x = 2$ et le couple résistant C_s croît avec le carré de la vitesse.

Les mécanismes présentant une telle caractéristique sont parfois appelés mécanismes à couple ventilateur car le couple résistant des ventilateurs dépend du carré de la vitesse de rotation. Parmi les mécanismes présentant une caractéristique mécanique d'allure parabolique il faut citer aussi les pompes centrifuges, les hélices de bateaux, etc.

4. *Caractéristique mécanique décroissant de façon non linéaire* (courbe *4* de la fig. 2-1). Dans ce cas $x = -1$ et le couple résistant C_s varie en raison inverse de la vitesse, et la puissance absorbée par la machine reste constante. Certains tours, aléseuses, fraiseuses et autres machines-outils de coupe, les bobineuses utilisées dans l'industrie métallurgique, etc., possèdent une telle caractéristique.

Ces caractéristiques n'épuisent pas tous les cas possibles mais donnent une idée des caractéristiques de certaines machines types.

On appelle caractéristique mécanique d'un moteur électrique la variation de sa vitesse en fonction du couple moteur, c'est-à-dire $\omega = f(C)$. Presque tous les moteurs électriques ont une vitesse fonction décroissante du couple moteur. Ceci est vrai pour tous les moteurs ordinaires utilisés dans l'industrie, c'est-à-dire pour les moteurs à courant continu à excitation indépendante (en dérivation, shunt) *), à excitation série et à excitation composée (compound) ainsi que pour les moteurs à courant alternatif asynchrones sans ou avec collecteur. Mais le degré de variation de la vitesse avec la variation du

*) Les moteurs appelés habituellement à excitation en dérivation ne sont rien d'autre que des moteurs à excitation indépendante, car le courant dans leur enroulement d'excitation, branché en parallèle à la source, varie indépendamment du courant du circuit d'induit. Néanmoins nous conservons ici et par la suite la terminologie traditionnelle, « dérivation» ou «shunt ».

couple n'est pas le même pour différents moteurs et il est caractérisé par la rigidité de leurs caractéristiques mécaniques.

On peut diviser les caractéristiques mécaniques des moteurs en trois groupes:

1. *Caractéristique mécanique absolument rigide* pour laquelle la vitesse reste constante avec la variation du couple. C'est la caractéristique des moteurs synchrones (la droite *1* de la fig. 2-2).

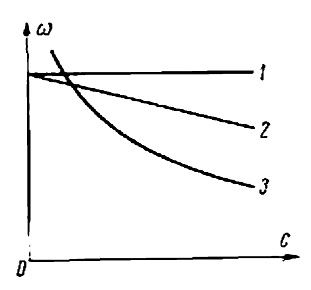


Fig. 2-2. Caractéristiques mécaniques des moteurs: synchrone (*1*), à courant continu à excitation en dérivation (*2*) et à excitation série (*3*)

Fig. 2-3. Caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone

2. *Caractéristique mécanique rigide* pour laquelle la vitesse diminue un peu avec l'accroissement du couple. Les moteurs à courant continu à excitation en dérivation présentent une caractéristique mécanique rigide ainsi que les moteurs asynchrones dans les limites de la partie utile de la caractéristique mécanique (courbe *2* de la fig. 2-2).

Le degré de rigidité de la caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone n'est pas le même en différents points de celle-ci (fig. 2-3). Entre les valeurs maximales (critiques) des couples en régime moteur C_{cm} et en régime générateur C_{cg} la caractéristique d'un moteur asynchrone est relativement rigide.

3. La *caractéristique mécanique douce* se distingue par une forte variation de la vitesse en fonction du couple. Les moteurs à excitation série présentent une telle caractéristique surtout dans la zone des faibles couples (courbe *3* de la fig. 2-2). Pour ces moteurs le degré de rigidité ne reste pas constant en tous les points de la caractéristique. Les moteurs à excitation composée peuvent être placés dans le deuxième ou le troisième groupe en fonction du degré de rigidité de la caractéristique mécanique.

2-2. Caractéristique commune d'un moteur électrique et de la machine entraînée

Au fonctonnement du moteur électrique et de la machine entraînée en régime permanent correspond l'équilibre du couple résistant de la machine et du couple moteur pour une vitesse de rotation déterminée.

La variation du couple résistant appliqué à l'arbre du moteur fait varier automatiquement la vitesse du moteur et le couple qu'il développe et le moteur peut continuer à fonctionner de façon stable à une autre vitesse et pour une nouvelle valeur du couple.

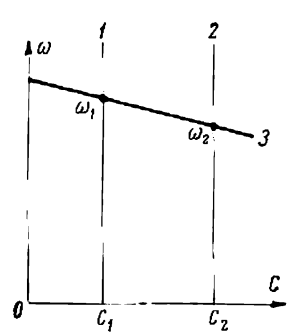


Fig. 2-4. Caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation et de la machine entraînée

Pour rétablir l'équilibre entre le couple résistant qui varie et le couple du moteur il faut faire intervenir dans tous les moteurs non électriques l'action de régulateurs spéciaux qui agissent sur la source d'énergie en augmentant ou en diminuant respectivement l'arrivée d'eau, de combustible ou de vapeur. Dans les moteurs électriques la f.é.m. du moteur peut jouer le rôle de régulateur automatique. Cette capacité des moteurs électriques de maintenir automatiquement l'équilibre du système lors de la variation du couple résistant est une propriété importante car dans de nombreux cas le couple résistant peut sensiblement varier.

Sur la fig. 2-4 la caractéristique mécanique *3* d'un moteur à excitation en dérivation et deux caractéristiques *1* et *2* d'un mécanisme actionné par ce moteur (par exemple, d'un convoyeur) *) sont indiquées.

La caractéristique *1* correspond au couple résistant C_1 lors de la marche à vide du convoyeur. La caractéristique *2* est obtenue pour un couple résistant C_2 plus grand lorsqu'on a placé sur le convoyeur les pièces qu'il véhicule. Au début, lors de la marche à vide du convoyeur $C = C_1$ le moteur fonctionne à la vitesse ω_1. Avec l'accroissement de la charge le moteur est freiné, sa vitesse diminue, ce qui réduit la valeur de la f.é.m. Lors de la diminution de la f.é.m. le

*) Pour plus de commodité les caractéristiques mécaniques d'un mécanisme entraîné sont représentées dans le premier quadrant bien que le couple résistant soit affecté du signe moins.

courant dans le circuit d'induit du moteur augmente ainsi que le couple qu'il développe. L'accroissement du couple moteur continue jusqu'à l'équilibre des couples $C = C_2$ (point ω_2). Ce nouveau point est aussi commun à la caractéristique mécanique du convoyeur (*2*) et à la caractéristique mécanique du moteur (*3*). Nous indiquerons plus en détail les lois de variation du couple moteur et de la vitesse lors du passage de certaines valeurs à d'autres (voir chapitre V).

Lors de l'examen du fonctionnement du moteur et de la machine entraînée il est parfois commode d'utiliser la caractéristique mécanique commune du groupe de commande qui représente la somme algébrique des caractéristiques mécaniques de la machine actionnée et du moteur.

La fig. 2-5 donne la caractéristique mécanique *1* d'un ventilateur, la caractéristique mécanique *2* du moteur entraînant le ventilateur et la caractéristique mécanique commune *3* du groupe moteur-ventilateur.

Fig. 2-5. Caractéristique mécanique commune d'un groupe ventilateur

A la vitesse de régime permanent du groupe ω_p le moteur développe un couple $C = C_s$; dans ce cas le couple de la caractéristique mécanique commune du groupe est nul. Le fonctionnement de l'ensemble à vitesse ω_p est stable car avec l'augmentation de la vitesse l'accroissement du couple est négatif et avec la diminution de la vitesse il est positif. La courbe *3* de la fig. 2-5 est un exemple d'une caractéristique commune pour laquelle le groupe fonctionne de façon stable. Si la caractéristique commune du groupe avait la forme de la courbe *4*, le fonctionnement serait instable.

Les conditions examinées de fonctionnement du groupe de commande en régime permanent caractérisent sa stabilité statique lorsque la variation dans le temps de la vitesse et du couple a lieu relativement lentement à l'opposé de la stabilité dynamique qui a lieu en régimes transitoires.

Généralement, lors de l'étude d'une commande électrique la caractéristique mécanique de la machine entraînée est déjà donnée. Pour cette raison afin d'assurer le fonctionnement stable en régime permanent à vitesses et couples résistants déterminés des machines entraînées il faut choisir une caractéristique mécanique du moteur de forme correspondante.

On peut y arriver en adoptant un moteur de type standard et en faisant varier les paramètres électriques de ses circuits. Parfois pour obtenir les caractéristiques mécaniques requises on est obligé

de recourir à des schémas spéciaux de branchement des machines et des appareils électriques.

2-3. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à courant continu à excitation en dérivation

Le schéma usuel de branchement d'un moteur à courant continu à excitation indépendante (en dérivation) est indiqué sur la fig. 2-6.

L'expression analytique de la caractéristique mécanique du moteur peut être obtenue à partir de l'équation d'équilibre des tensions écrite pour le circuit d'induit de ce schéma. Lorsque le moteur fonctionne en régime permanent la tension appliquée U est équilibrée par la chute de tension dans le circuit d'induit IR et la f.é.m. E induite dans l'induit, c'est-à-dire

$$U = IR + E, \tag{2-2}$$

où I est le courant dans le circuit d'induit du moteur (en A); R, la résistance totale du circuit d'induit (en ohms) qui comprend la résistance extérieure du rhéostat R_r et la résistance intérieure de l'induit du moteur R_{ind} (en présence de pôles auxiliaires on tient également compte de leur résistance);

$$E = k\Phi\omega, \text{ V}, \tag{2-3}$$

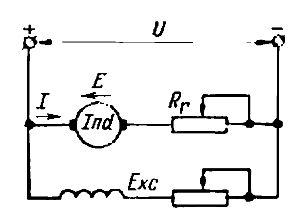


Fig. 2-6. Schéma de connexion d'un moteur à courant continu à excitation en dérivation

où k est un coefficient qui dépend de la construction du moteur; $k = pN/2\pi a$ (où p est le nombre de paires de pôles du moteur; N, le nombre de conducteurs actifs de l'enroulement d'induit; a, le nombre de paires de branches parallèles de l'enroulement d'induit); Φ et ω sont respectivement le flux magnétique (en Wb) et la vitesse angulaire du moteur (en rd/s).

Si dans la formule (2-2) on substitue à E sa valeur tirée de (2-3), on obtient l'équation de la vitesse du moteur

$$\omega = \frac{U - IR}{k\Phi}. \tag{2-4}$$

L'équation (2-4) représente la relation entre la vitesse de rotation du moteur et le courant d'induit. La relation $\omega = f(I)$ est appelée *caractéristique électromécanique* ou *caractéristique de vitesse du moteur*.

Pour obtenir l'équation de la caractéristique mécanique il faut trouver la relation entre la vitesse de rotation et le couple moteur. Ceci est facile à réaliser si on tient compte du fait que le couple développé par le moteur est lié au courant d'induit et au flux magné-

tique par une simple relation *)

$$C = k\Phi I, \text{ Nm.} \tag{2-5}$$

En introduisant dans (2-4) la valeur du courant I tirée de (2-5), on obtient l'expression de la caractéristique mécanique

$$\omega = \frac{U}{k\Phi} - C\frac{R}{k^2\Phi^2} \tag{2-6}$$

ou

$$\omega = \frac{U}{c} - C\frac{R}{c^2}, \tag{2-7}$$

où

$$c = k\Phi. \tag{2-8}$$

Le coefficient c est considéré constant, indépendant de la charge, si le moteur à excitation en dérivation comporte un enroulement de compensation. Il peut être considéré comme constant si pour les moteurs normaux on néglige la réaction d'induit.

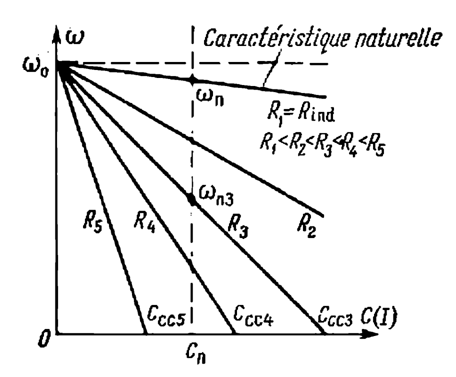


Fig. 2-7. Caractéristique naturelle et famille de caractéristiques mécaniques rhéostatiques d'un moteur dérivation

Avec les paramètres invariables U, Φ et R la caractéristique mécanique du moteur est représentée par une droite. Nous indiquerons plus loin qu'en faisant varier la valeur de tel ou tel paramètre de la caractéristique mécanique, on peut avec un couple résistant déterminé sur l'arbre du moteur obtenir différentes vitesses de rotation du moteur, c'est-à-dire régler la vitesse de la machine entraînée.

Nous examinerons seulement l'influence d'un paramètre, en l'occurrence de la résistance du circuit d'induit, puisque cela est nécessaire pour énoncer les principales définitions liées à la notion de caractéristique mécanique pour différents régimes de fonctionnement du moteur.

La fig. 2-7 montre les caractéristiques mécaniques d'un moteur à excitation en dérivation pour différentes résistances du circuit d'induit. Comme le montre la formule (2-6), pour $C = 0$ toutes les

*) L'équation indiquée détermine le couple électromagnétique du moteur. Le couple sur l'arbre du moteur est inférieur au couple électromagnétique d'une valeur qui correspond aux pertes dans le fer et aux pertes mécaniques. Mais pour le calcul pratique on peut se servir des équations des caractéristiques mécaniques où figure le couple électromagnétique.

caractéristiques passent par un point se trouvant sur l'axe des ordonnées. La vitesse en ce point a une valeur bien déterminée qui ne dépend pas de la valeur de la résistance branchée. Cette vitesse est appelée *vitesse de marche à vide idéale* ω_0 et est déterminée par l'expression

$$\omega_0 = \frac{U}{k\Phi}. \tag{2-9}$$

Pour la vitesse de marche à vide idéale, lorsque le courant dans le circuit d'induit est nul, la f.é.m. d'induit opposée à la tension appliquée est égale en valeur absolue à cette dernière.

Le deuxième terme de l'expression (2-6) caractérise l'écart de vitesse par rapport à la vitesse de marche à vide idéale:

$$\Delta\omega = C \frac{R}{k^2\Phi^2}. \tag{2-10}$$

De cette façon l'équation de la vitesse du moteur peut être écrite comme suit:

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega. \tag{2-11}$$

La caractéristique supérieure de la famille de caractéristiques indiquée sur la fig. 2-7 est appelée caractéristique naturelle. *La caractéristique naturelle est la caractéristique du moteur obtenue en l'absence de résistances extérieures dans le circuit d'induit, avec les valeurs nominales de la tension et du flux magnétique du moteur.* La rigidité de la caractéristique naturelle dépend de la valeur de la résistance intérieure du circuit d'induit du moteur R_{ind}. La résistance intérieure du circuit d'induit comprend la résistance propre de l'enroulement d'induit, la résistance des pôles auxiliaires, de l'enroulement compensateur et des balais.

L'écart de vitesse pour la caractéristique naturelle est

$$\Delta\omega = C \frac{R_{\text{ind}}}{k^2\Phi^2}.$$

On détermine à partir de la formule (2-10) l'écart de vitesse pour une caractéristique quelconque d'un moteur à excitation en dérivation représentée sur la fig. 2-7. Par exemple, lors du branchement complémentaire de la résistance du rhéostat R_{r} la variation de vitesse sera déterminée par la relation

$$\Delta\omega = C \frac{R_{\text{ind}} + R_{\text{r}}}{k^2\Phi^2}. \tag{2-12}$$

En divisant (2-11) par ω_0 on obtient l'écart de vitesse en unités relatives:

$$\Delta\nu = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}.$$

L'écart de vitesse relatif $\Delta\nu$ est analogue au glissement d'un moteur asynchrone bien que pour les moteurs à courant continu le glissement n'ait pas le même sens physique que pour les moteurs asynchrones.

Si l'on insère une résistance complémentaire (un rhéostat) dans le circuit d'induit du moteur les caractéristiques mécaniques obtenues sont alors appelées *caractéristiques artificielles* ou *rhéostatiques*. Comme nous l'avons déjà indiqué, ces caractéristiques se coupent toutes au point ω_0. Les caractéristiques rhéostatiques sont aussi linéaires, comme d'ailleurs la caractéristique naturelle, mais elles sont beaucoup plus inclinées vers l'axe de couples, c'est-à-dire qu'elles présentent une rigidité plus faible. Plus la résistance insérée dans le circuit d'induit est grande, plus la caractéristique est à une pente raide et plus sa rigidité est faible.

2-4. Construction des caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation

Pour construire la caractéristique mécanique naturelle ou rhéostatique d'un moteur dérivation, il suffit de connaître deux points de celle-ci puisque toutes les caractéristiques mécaniques sont théoriquement des droites (fig. 2-7). Pour chaque caractéristique ces deux points peuvent être quelconques, mais il est commode de tracer la caractéristique mécanique naturelle à partir des points dont l'un correspond au couple électromagnétique nominal du moteur à la vitesse nominale ($C = C_n$ et $\omega = \omega_n$) et l'autre correspond à la vitesse de la marche à vide idéale ($C = 0$ et $\omega = \omega_0$). On obtient la vitesse nominale de rotation du moteur à partir de sa fiche technique. Le couple électromagnétique nominal est déterminé par la formule

$$C_n = cI_n.$$

On peut obtenir la vitesse de marche à vide idéale à partir de (2-9) en multipliant le numérateur et le dénominateur par ω_n et en tenant compte du fait que

$$E_n = k\Phi\omega_n = U - I_nR_{ind}.$$

On a alors

$$\omega_0 = \frac{U}{U - I_nR_{ind}}\,\omega_n. \tag{2-13}$$

La résistance intérieure de l'induit R_{ind} n'étant généralement pas indiquée dans les catalogues, on la détermine approximativement en admettant que la moitié de toutes les pertes dans le moteur à la charge nominale sont dues aux pertes dans le cuivre de l'induit. Pour cette raison $I_n^2R_{ind} \approx 0{,}5\,(1 - \eta_n)\,I_nU$. On a donc

$$R_{ind} \approx 0{,}5\,(1 - \eta_n)\,\frac{U}{I_n}. \tag{2-14}$$

En se servant de la caractéristique mécanique naturelle il est facile de tracer aussi la caractéristique rhéostatique pour une résistance quelconque du rhéostat R_r. Elle est également déterminée par deux points : la vitesse de marche à vide idéale $\omega = \omega_0$ (pour $C = 0$) et la vitesse qui correspond au couple nominal pour la résistance donnée du rhéostat R_r, c'est-à-dire $\omega = \omega_{nr}$ (pour $C = C_n$). La vitesse ω_{nr} est déterminée par la formule

$$\omega_{nr} = \omega_0 \left[1 - \frac{I_n (R_{ind} + R_r)}{U} \right]. \quad (2\text{-}15)$$

On peut aussi tracer la caractéristique mécanique d'après le point de marche à vide idéale et le point correspondant au court-circuit où $C = C_{cc}$ et la vitesse $\omega = 0$. La vitesse ω_0 est déterminée d'après (2-13) et le couple C_{cc}, en négligeant la réaction d'induit, par la formule

$$C_{cc} = C_n \frac{I_{cc}}{I_n}, \quad (2\text{-}16)$$

où $I_{cc} = \frac{U}{R}$ est le courant de court-circuit.

La résistance du circuit d'induit $R = R_{ind} + R_r$ peut être différente en fonction de la valeur de la résistance extérieure. Les valeurs des courants de court-circuit I_{cc} et des couples de court-circuit C_{cc} seront donc différentes pour différentes caractéristiques rhéostatiques.

Pour la caractéristique mécanique naturelle la valeur du couple de court-circuit C_{cc} est maximale car la résistance extérieure est alors nulle et la valeur du courant de court-circuit est limitée seulement par la résistance intérieure de l'enroulement d'induit du moteur.

En tenant compte de ce que nous avons dit précédemment l'équation de la caractéristique mécanique se présente sous la forme suivante :

$$\omega = \omega_0 \left(1 - \frac{C}{C_{cc}} \right). \quad (2\text{-}17)$$

D'après (2-17) pour $C = 0$ la vitesse $\omega = \omega_0$. Si dans la formule (2-17) on admet $C = C_{cc}$, la vitesse $\omega = 0$. Ce seront (pour différentes caractéristiques rhéostatiques) les points situés sur l'axe des abscisses (fig. 2-7) et donc déterminés par les valeurs des résistances limitant le courant et le couple de court-circuit.

Ainsi, si les caractéristiques mécaniques de plusieurs moteurs présentent la même rigidité, les caractéristiques indiquées exprimées en unités relatives seront représentées par une même droite pour tous ces moteurs.

On peut facilement obtenir à partir de (2-4) l'équation de la caractéristique d'un moteur à excitation en dérivation en unités

relatives:

$$\omega = \omega_0 \left(1 - \frac{IR}{U}\right). \qquad (2\text{-}18)$$

En divisant le premier et le deuxième membre par ω_0, on trouve:

$$\nu = 1 - \frac{IR}{U}, \qquad (2\text{-}19)$$

d'où finalement

$$\nu = 1 - ir, \qquad (2\text{-}20)$$

ou (pour $\Phi = \Phi_n = \text{const}$)

$$\nu = 1 - \mu r, \qquad (2\text{-}21)$$

où $\nu = \frac{\omega}{\omega_0}$; $i = \frac{I}{I_n}$; $\mu = \frac{C}{C_n}$ sont respectivement la vitesse, le courant et le couple du moteur exprimés en unités relatives; $r = \frac{R}{R_n}$, la résistance en unités relatives; $R_n = \frac{U}{I_n}$, la résistance nominale du moteur.

On appelle *résistance nominale* d'un moteur à courant continu la résistance qui, l'induit étant immobile et la tension du réseau nominale, limite le courant dans l'induit à sa valeur nominale.

Dans les formules (2-20) et (2-21) le second terme du deuxième membre représente l'écart de vitesse exprimé en unités relatives et égal à:

$$\Delta\nu = ir = \mu r. \qquad (2\text{-}22)$$

La dernière égalité permet dans des conditions déterminées de simplifier considérablement le calcul des caractéristiques mécaniques. En effet, si l'on examine les points des caractéristiques mécaniques qui correspondent au couple nominal, on a pour ces points

$$i = 1 \text{ et } \mu = 1$$

et, par conséquent, l'égalité (2-22) prend la forme suivante:

$$\Delta\nu = r. \qquad (2\text{-}23)$$

Cela signifie qu'avec un couple nominal la valeur de l'écart relatif de vitesse du moteur est égale numériquement à la résistance relative du circuit d'induit du moteur.

Construisons maintenant, à titre d'exemple, les caractéristiques mécaniques d'un moteur à excitation en dérivation dont le schéma de branchement est indiqué sur la fig. 2-8. Le processus de démarrage du moteur est le suivant: d'abord l'interrupteur L est fermé et, après un certain laps de temps, au fur et à mesure que la vitesse

augmente, les interrupteurs *1CA*, *2CA* et *3CA* se ferment l'un après l'autre.

Lorsque tous les contacts sont fermés et la résistance de démarrage complètement shuntée, le moteur commence à tourner à une vitesse déterminée par sa caractéristique mécanique naturelle.

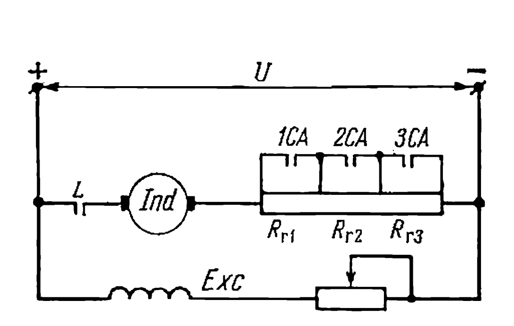


Fig. 2-8. Schéma de connexion d'un moteur dérivation (voir exemple de construction des caractéristiques mécaniques de démarrage)

Fig. 2-9. Caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation (en unités relatives)

Il est facile de tracer la caractéristique naturelle en valeurs relatives en admettant d'après (2-21) et (2-22) que

$$\nu = \nu_0 = 1 \text{ et } \Delta\nu = r \text{ pour } \mu = 1.$$

Les coordonnées d'un point de la caractéristique seront

$$\nu = 1, \ \mu = 0$$

et celles de l'autre point seront

$$\nu_n = 1 - \Delta\nu_n, \ \mu = 1.$$

La droite passant par ces deux points sera la caractéristique mécanique naturelle. Cette construction est réalisée sur la fig. 2-9. On y a indiqué également la construction des caractéristiques rhéostatiques et la détermination graphique des résistances.

La construction des caractéristiques rhéostatiques et le calcul des résistances ont une grande importance lors de l'étude des schémas de démarrage automatique d'un moteur.

Pour la construction des caractéristiques rhéostatiques on admet qu'au démarrage le couple et le courant du moteur varient respectivement entre μ_1 et μ_2 et entre i_1 et i_2. Pour le flux nominal du moteur on admet généralement que la valeur de μ_1 (i_1) est égale d'après les conditions de commutation à 2-2,5. En ce qui concerne la valeur

de μ_2 (i_2) il faut l'adopter telle qu'elle soit au minimum de 10 à 20 % supérieure au couple résistant du mécanisme entraîné.

Conformément à la caractéristique *1-2* la vitesse du moteur augmente jusqu'à une valeur déterminée par la position du point *2*, ensuite il faut shunter le premier échelon de la résistance (on ferme l'interrupteur *1CA* sur la fig. 2-8). Par suite de l'inertie du système la vitesse du moteur ne peut pas changer instantanément tandis que la valeur du couple, si l'on néglige l'inductance de l'induit, augmente instantanément jusqu'à μ_1. Le passage à une nouvelle caractéristique est donc réalisé suivant une ligne parallèle à l'axe des abscisses (*2-3*).

Ensuite la vitesse du moteur s'accroîtra en suivant la droite *3-4* jusqu'au point *4*; à cet instant l'interrupteur *2CA* se fermera et le passage à la caractéristique suivante aura lieu. Après la fermeture de l'interrupteur *3CA* commence la dernière étape du démarrage (*6-7*), c'est-à-dire le passage à la caractéristique naturelle. Si lors du démarrage la charge sur l'arbre du moteur correspond au couple nominal, le moteur, à la fin du démarrage, fonctionne sur la caractéristique naturelle à la vitesse ν_n.

Selon l'égalité (2-23) les tronçons verticaux sur la ligne passant par le point $\mu = 1$ correspondent aux différents échelons de la résistance du circuit d'induit en unités relatives (fig. 2-9). L'ordonnée *af* en unités relatives est égale à la résistance nominale, c'est-à-dire que $r_n = 1$. Les ordonnées *ae*, *ad*, *ac* et *ab* sont égales respectivement aux résistances des différents échelons du circuit d'induit du moteur. Si l'on retranche des valeurs indiquées la résistance interne du moteur représentée par le tronçon *ab*, on obtient les résistances des différents échelons du rhéostat (qui correspondent aux ordonnées *be*, *bd* et *bc*). Les sections du rhéostat r_1, r_2 et r_3 (fig. 2-8) ont des résistances correspondant aux tronçons *de*, *cd* et *bc*.

Pour passer des valeurs des résistances exprimées en unités relatives aux valeurs des résistances exprimées en ohms on fait le calcul à partir de l'égalité $R = rR_n$.

Exemple 2-1. Construire la caractéristique naturelle de vitesse d'un moteur dérivation (shunt) du type П51 *).

Caractéristiques du moteur :

$$P_n = 11 \text{ kW}; \quad U = 220 \text{ V}; \quad I_n = 59 \text{ A}; \quad n_n = 3\,000 \text{ tr/mn}.$$

Solution. La résistance nominale du moteur

$$R_n = \frac{U_n}{I_n} = \frac{220}{59} = 3{,}73 \text{ ohms}.$$

Le rendement du moteur à charge nominale

$$\eta_n = \frac{1\,000 \cdot P_n}{U_n I_n} = \frac{1\,000 \cdot 11}{220 \cdot 59} = 0{,}845.$$

*) Dans les exemples de cet ouvrage on se réfère aux types de moteurs de fabrication soviétique.

La résistance de l'induit du moteur

$$R_{\text{ind}} \approx 0{,}5\,(1-\eta_n)\,R_n = 0{,}5\,(1-0{,}845)\cdot 3{,}73 = 0{,}288 \text{ ohm}.$$

La vitesse de marche à vide idéale

$$\omega_0 = \frac{\omega_n}{U_n - I_n R_n} U_n; \qquad (2\text{-}24)$$

$$\omega_0 = \frac{314}{220 - 59\cdot 0{,}288} 220 \approx 340 \text{ rd/s}$$

où

$$\omega_n = 2\pi n_n/60 = \frac{2\cdot 3{,}14\cdot 3\,000}{60} = 314 \text{ rd/s}.$$

La caractéristique naturelle est une droite passant par les points $\omega_0 = 340$ rd/s, $I = 0$ et $\omega_n = 314$ rd/s, $I_n = 59$ A.

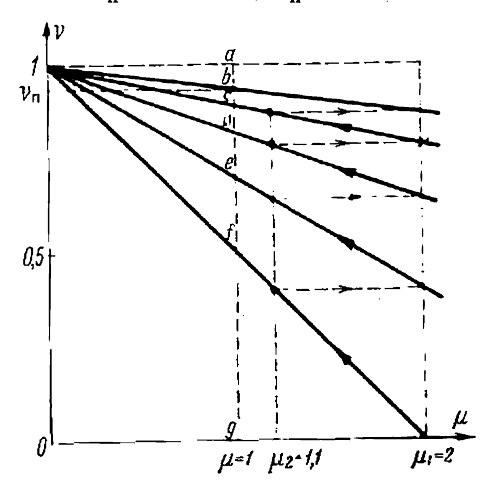


Fig. 2-10. Calcul d'un rhéostat de démarrage pour un moteur dérivation

Exemple 2-2. Il faut choisir un rhéostat de démarrage pour un moteur shunt (type П91) ayant les caractéristiques suivantes: $P_n = 32{,}0$ kW, $U = 220$ V, $I_n = 172$ A, $n_n = 1\,000$ tr/mn, $R_{\text{ind}} = 0{,}049 R_n$. Le démarrage du moteur se fait à quatre échelons.

Solution. Construisons en unités relatives la caractéristique mécanique naturelle en traçant une droite passant par deux points dont voici les coordonnées:

$$\nu_0 = 1, \quad \mu = 0,$$

$$\nu_n = 1 - \Delta\nu_n = 1 - 0{,}049 = 0{,}951, \quad \mu = 1.$$

Adoptons un couple de démarrage maximal $\mu_1 = 2$.

On obtient la caractéristique qui correspond au rhéostat entièrement inséré dans le circuit, en réunissant par une droite les points ν_0, 0 et 0, μ_1.

Choisissons la valeur du couple de démarrage minimal μ_2 de façon qu'après avoir fait la construction graphique selon la fig. 2-10 on obtienne quatre échelons de démarrage. On trouve par la construction $\mu_2 = 1{,}1$.

Le tronçon ag correspond à la résistance nominale du moteur

$$R_n = \frac{U_n}{I_n} = \frac{220}{172} = 1{,}28 \text{ ohm.}$$

La résistance des échelons du rhéostat de démarrage:

$$R_1 = \frac{ef}{ag} R_n = 0{,}22 \cdot 1{,}28 = 0{,}282 \text{ ohm};$$

$$R_2 = \frac{de}{ag} R_n = 0{,}125 \cdot 1{,}28 = 0{,}16 \text{ ohm};$$

$$R_3 = \frac{cd}{ag} R_n = 0{,}0625 \cdot 1{,}28 = 0{,}08 \text{ ohm};$$

$$R_4 = \frac{bc}{ag} R_n = 0{,}04 \cdot 1{,}28 = 0{,}051 \text{ ohm.}$$

La résistance totale du rhéostat de démarrage

$$R_r = \frac{bf}{ag} R_n = 0{,}4475 \cdot 1{,}28 = 0{,}573 \text{ ohm.}$$

2-5. Caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation en régimes de freinage

Nous avons examiné plus haut le fonctionnement d'un moteur à excitation en dérivation fonctionnant en régime moteur. A ce régime correspondaient les caractéristiques mécaniques indiquées sur la fig. 2-7 et situées dans le premier quadrant des axes de coordonnées. Mais cela ne limite pas les régimes possibles de fonctionnement du moteur et ses caractéristiques mécaniques.

Dans les dispositifs de commande modernes il est souvent nécessaire d'arrêter rapidement et de façon précise la machine actionnée ou de modifier son sens de rotation. La vitesse et la précision de ces opérations déterminent souvent le rendement de la machine et parfois la qualité du produit fabriqué. Pendant le freinage ou le changement du sens de rotation le moteur fonctionne en régime de freinage suivant l'une des caractéristiques mécaniques correspondant au mode de freinage réalisé. La représentation graphique des caractéristiques mécaniques d'un moteur à excitation en dérivation pour différents régimes de travail est indiquée sur la fig. 2-11, où le quadrant *I* comporte les portions des caractéristiques correspondant au régime moteur et les quadrants *II* et *IV* celles des caractéristiques de trois modes possibles de freinage électrique en régime générateur:

1) freinage par récupération;
2) freinage dynamique (rhéostatique);
3) freinage à contre-courant.

Examinons plus en détail les particularités des caractéristiques mécaniques pour ces modes de freinage.

1. Le *freinage par récupération* de l'énergie est réalisé lorsque la vitesse du moteur est supérieure à la vitesse de marche à vide idéale et sa f.é.m. E supérieure à la tension appliquée U. Le moteur fonctionne alors en générateur en parallèle avec le réseau auquel il livre de l'énergie. Le courant change alors de sens, comme le montre l'égalité

$$I = \frac{U-E}{R} = -\frac{E-U}{R}. \quad (2\text{-}25)$$

Par conséquent, le couple moteur change de signe, c'est-à-dire qu'il devient un couple de freinage $C = -k\Phi I$. Si l'on désigne le couple de freinage par $C_f = -C$, l'équation (2-6) pour $\omega > \omega_0$ prend la forme suivante:

$$\omega = \frac{U}{k\Phi} + \frac{C_f R}{k^2\Phi^2}. \quad (2\text{-}26)$$

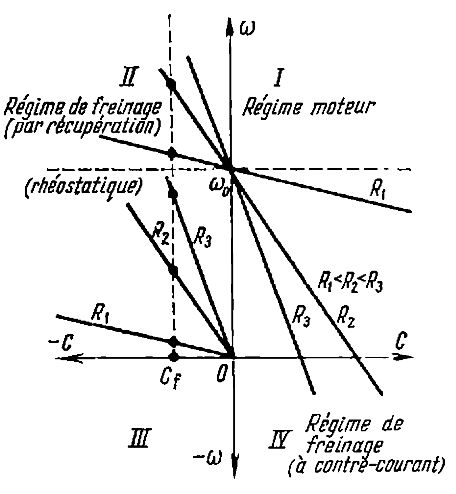


Fig. 2-11. Caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation pour différents régimes de fonctionnement

Le premier terme du deuxième membre de l'équation montre que la caractéristique mécanique d'un moteur à excitation en dérivation en régime générateur pour $C = 0$ passe par un point correspondant à la vitesse de marche à vide idéale comme dans le cas de marche en régime moteur. La pente de la caractéristique mécanique est déterminée par le facteur du deuxième terme de l'équation $\frac{R}{k^2\Phi^2}$ qui en valeur absolue reste inchangé (pour la résistance donnée R). Par conséquent, la pente de la caractéristique mécanique en régime générateur sera la même qu'en régime moteur.

Pour cette raison les caractéristiques mécaniques du moteur en régime de freinage par récupération sont graphiquement des prolongements des caractéristiques de marche en moteur dans le quadrant *II* (fig. 2-11). Ce mode de freinage est possible, par exemple, dans les mécanismes de manutention et de levage lors de la descente de la charge ainsi qu'avec certains modes de réglage de la vitesse lorsque le moteur en passant aux vitesses plus réduites passe par les valeurs $\omega > \omega_0$. Ce freinage en générateur est très économique car il est accompagné d'une récupération par le réseau de l'énergie électrique (moins les pertes dans le moteur) que le moteur produit à partir de

l'énergie mécanique qu'il reçoit sur l'arbre. Mais ce mode de freinage ne peut être utilisé que dans des conditions limitées car dans tous les systèmes de commande il n'est pas possible de réaliser la condition

$$\omega > \omega_0.$$

Il est à noter que plus la résistance du circuit d'induit du moteur est grande, plus sa vitesse de rotation en régime générateur est élevée pour le même couple de freinage (fig. 2-11).

2. Le *freinage dynamique* a lieu lorsque l'induit du moteur est déconnecté du réseau et débite dans une résistance (fig. 2-12). Aussi ce mode de freinage est-il souvent appelé freinage *rhéostatique*. L'enroulement d'excitation doit alors rester alimenté par le réseau.

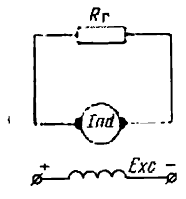


Fig. 2-12. Schéma de connexion d'un moteur dérivation lors du freinage rhéostatique

Le régime du freinage rhéostatique correspond également au fonctionnement de la machine en générateur, mais ce régime diffère du freinage par récupération. Lors du freinage rhéostatique, de la même façon que dans le cas précédent, l'énergie cinétique accumulée dans le moteur et dans les pièces mobiles de la machine entraînée par lui est transformée en énergie électrique. Cependant cette énergie n'est pas récupérée par le réseau mais se dégage sous forme de chaleur dans les résistances du circuit d'induit.

Puisque la f.é.m. du moteur garde lors du freinage le même signe que lors de la marche en régime moteur et que la tension extérieure n'est pas appliquée à l'induit, le courant dans l'induit est donné par la formule

$$I = -\frac{E}{R}, \tag{2-27}$$

où R est la résistance du circuit d'induit.

Lors du freinage rhéostatique le couple résistant (en négligeant la réaction d'induit) peut être exprimé par l'égalité

$$-C_f = k\Phi I = -k^2 \frac{\Phi^2}{R}\omega. \tag{2-28}$$

Pour $\Phi = \text{const}$ on obtient :

$$\omega = C_f \frac{R}{c^2}. \tag{2-29}$$

Lors du freinage rhéostatique la caractéristique mécanique du moteur, comme on le voit à partir de la formule (2-29), est une droite passant par l'origine des coordonnées. Dans le quadrant *II* de la fig. 2-11 on voit une famille de caractéristiques de freinage rhéostatique pour différentes valeurs de la résistance R. D'après cette figure la rigidité des caractéristiques diminue avec l'accroissement de la résistance du circuit d'induit.

3. Le *freinage à contre-courant* est réalisé lorsque les enroulements du moteur sont connectés pour un sens de rotation tandis que l'induit du moteur sous l'action d'un couple extérieur ou des forces d'inertie tourne en sens inverse. C'est ce qui se produit, par exemple, dans le système de commande d'un monte-charge lorsque le moteur est branché pour le levage et que le couple développé par la charge fait tourner l'ensemble dans le sens de la descente. Un tel régime s'obtient également lors de la commutation du moteur pour la rotation en sens inverse afin de réaliser un arrêt rapide.

La représentation graphique d'une caractéristique mécanique du régime de freinage à contre-courant pour la descente de la charge en freinage est indiquée sur la fig. 2-13. On voit d'après cette figure et la figure 2-11 que la caractéristique mécanique lors du freinage à contre-courant est le prolongement de la caractéristique du régime moteur dans le quadrant *IV*. Ceci découle de l'équation de la caractéristique mécanique du moteur lorsqu'on admet que le couple est supérieur au couple de court-circuit et est affecté du signe plus.

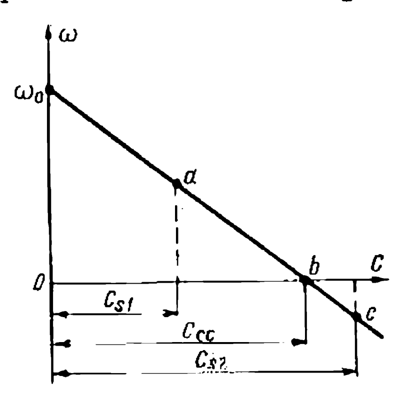


Fig. 2-13. Caractéristique mécanique du régime de branchement à contre-courant lors de la descente d'une charge en freinage

Lorsque les enroulements du moteur sont connectés pour la montée, le moteur ne peut démarrer que lorsque le couple résistant de la charge C_{s1} est inférieur au couple C_{cc} (fig. 2-13). Dans ce cas après le branchement sur le réseau le moteur accélère et atteint la vitesse permanente correspondant au point *a*.

L'intensité du courant d'induit, comme cela a généralement lieu dans le régime moteur, est déterminée par la formule

$$I = \frac{U-E}{R}.$$

Lorsque le couple de la charge augmente, la vitesse du moteur diminue conformément à la caractéristique *ab* et si le couple de la charge est égal à C_{cc}, le moteur s'arrête. Dans cet état pour $\omega = 0$ la f.é.m. du moteur est nulle et l'intensité du courant est déterminée par l'égalité

$$I = I_{cc} = \frac{U}{R}.$$

Lorsque avec l'accroissement de la charge le couple résistant dépasse le couple du moteur à l'état immobile, ce dernier commence à tourner dans le sens opposé et la charge descend. Pour un couple égal à C_{s2} on aura une vitesse permanente de la descente correspondant au point c sur la caractéristique indiquée. Puisque l'induit tourne maintenant en sens inverse et que le sens du flux magnétique n'a pas changé, la f.é.m. du moteur change de sens. L'intensité de courant déterminée par l'équation

$$I=\frac{U+E}{R}$$

sera plus grande que lors du régime moteur et pour cette raison le couple développé par le moteur au cours du freinage à contre-courant augmente également.

Dans le tableau de la fig. 2-14 les flèches indiquent les sens de la tension, de la f.é.m. et de la chute de tension. On y trouve également

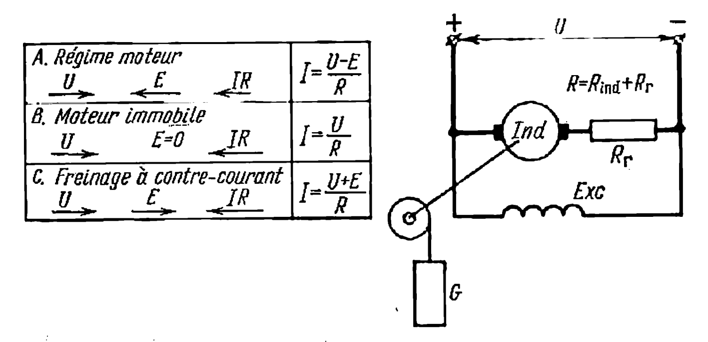


Fig. 2-14. Régimes possibles lors du branchement des enroulements du moteur pour le levage et la descente de la charge

les relations des courants d'induit pour le régime moteur, le régime de freinage et celui de court-circuit, la valeur de la résistance du circuit d'induit étant la même. Pour limiter le courant et le couple lors du freinage à contre-courant on est obligé d'insérer une résistance complémentaire.

Le régime de freinage à contre-courant en vitesse permanente que nous venons d'examiner est utilisé, par exemple, dans les appareils de levage lors de la descente d'une charge G.

Le régime de freinage à contre-courant a lieu plus souvent lorsqu'on change la polarité de la tension appliquée à l'induit du moteur lors de sa rotation. Dans ce cas comme dans le cas précédent la f.é.m. coïncide avec la tension du réseau et le couple moteur est opposé au sens de rotation de l'induit. Nous avons déjà indiqué que lors du freinage à contre-courant il faut insérer une résistance complémentaire dans le circuit d'induit pour limiter le courant et le

couple. Les caractéristiques mécaniques seront alors plus inclinées par rapport à l'axe des abscisses.

La fig. 2-15 montre les caractéristiques mécaniques dans le freinage à contre-courant. Lors du changement de la polarité de la tension appliquée à l'induit, le moteur qui jusqu'à cet instant a fonctionné à la vitesse correspondant au point *a* du quadrant *I* passe au fonctionnement suivant la caractéristique *bc* au point *b* du quadrant *II*. La conservation d'une vitesse constante au premier instant de la commutation du moteur est assurée par l'inertie du système. Sous l'influence du couple de freinage la vitesse du moteur diminue conformément à la caractéristique *bc* jusqu'à sa valeur nulle. A vitesse nulle (point *c*, fig. 2-15) le moteur, en cas du simple freinage, sans changer de sens de rotation, doit être débranché du réseau. Si cela n'a pas lieu, le moteur accélérera en sens inverse (caractéristique *cd* du quadrant *III*). Avec le changement du sens de rotation la f.é.m. de l'induit change également de sens car en régime moteur elle est en opposition par rapport à la tension du réseau. Le moteur fonctionne de nouveau en régime moteur à vitesse constante sur la caractéristique naturelle de sens de rotation inverse (point *f* de la caractéristique *fe*).

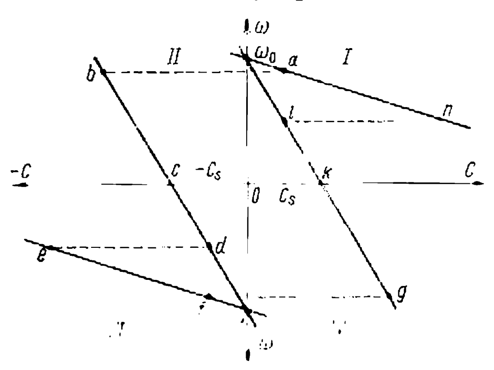


Fig. 2-15. Caractéristiques mécaniques lors du branchement à contre-courant d'un moteur dérivation

Si l'on change encore une fois la polarité de l'induit le moteur passera de nouveau en régime de branchement à contre-courant. Le freinage et l'accélération en sens opposé ont lieu suivant la caractéristique *gkl*.

L'inversion de rotation du moteur peut être réalisée de deux façons. Pour obtenir le régime de branchement à contre-courant on peut commuter soit l'enroulement d'induit, soit l'enroulement d'excitation. Mais la commutation de l'enroulement d'excitation se fait plus rarement car, son inductance étant importante, le temps de freinage est plus grand que dans le cas où l'on fait commuter l'enroulement d'induit.

Le freinage électrique est actuellement très répandu surtout lorsqu'il s'agit des machines à démarrages fréquents. Pour assurer la vitesse de freinage requise et l'arrêt précis on utilise le plus souvent le freinage rhéostatique et le freinage à contre-courant. Pour les

systèmes de commande non réversibles on utilise plus souvent le freinage rhéostatique car il est réalisé plus simplement. Pour les systèmes de commande réversibles où le freinage et le démarrage du moteur en sens inverse représentent un processus unique il est plus rationnel d'utiliser le freinage à contre-courant qui assure un gain de temps du freinage.

Exemple 2-3. Soit un moteur (type II91) dont les caractéristiques ont été indiquées dans l'exemple 2-2.

1. Ce moteur fonctionne en régime de freinage rhéostatique à la vitesse semi-nominale, le courant d'induit étant nominal.

Trouver la valeur de la résistance additionnelle branchée dans le circuit d'induit et le couple sur l'arbre du moteur.

2. Le moteur fonctionne en régime de freinage à contre-courant à la vitesse $n = 600$ tr/mn, le courant I dans l'induit étant de 110 A.

Trouver: la valeur de la résistance additionnelle branchée dans le circuit d'induit; le couple sur l'arbre du moteur; les puissances: prise au réseau, appliquée à l'arbre, absorbée par les résistances du circuit d'induit.

3. Le moteur fonctionne en générateur avec récupération d'énergie par le réseau. Trouver la vitesse de rotation de l'induit lorsque le courant dans l'induit $I = 140$ A et $R_r = 0$.

Solution. 1. Régime de freinage rhéostatique. La résistance de l'induit du moteur

$$R_{\text{ind}} = 0{,}049 R_{\text{n}} = 0{,}049 \cdot 1{,}28 = 0{,}062 \text{ ohm}.$$

Le coefficient

$$c = \frac{U_{\text{n}} - I_{\text{n}} R_{\text{ind}}}{\omega_{\text{n}}} = \frac{220 - 172 \cdot 0{,}062}{104{,}7} = 2 \text{ V}\cdot\text{s/rd},$$

où

$$\omega_{\text{n}} = \frac{\pi n_{\text{n}}}{30} = \frac{\pi \cdot 1\,000}{30} = 104{,}7 \text{ rd/s}.$$

Le couple électromagnétique du moteur pour le courant nominal

$$C = c I_{\text{n}} = 2 \cdot 172 = 344 \text{ Nm}.$$

Le couple nominal sur l'arbre du moteur

$$C_{\text{n}} = \frac{P_{\text{n}} \cdot 10^3}{\omega_{\text{n}}} = \frac{10^3 \cdot 32}{104{,}7} = 306 \text{ Nm}.$$

Le couple des pertes à vide

$$C_0 = 344 - 306 = 38 \text{ Nm}.$$

Le couple sur l'arbre du moteur

$$C_{\text{a}} = C + C_0 = 344 + 38 = 382 \text{ Nm}.$$

La résistance totale du circuit d'induit

$$R = \frac{c^2 \omega}{C} = \frac{4 \cdot 52{,}35}{344} = 0{,}6 \text{ ohm}.$$

La résistance additionnelle

$$R_{\text{r}} = R - R_{\text{ind}} = 0{,}6 - 0{,}062 = 0{,}538 \text{ ohm}.$$

2. Régime à contre-courant. La résistance totale du circuit d'induit

$$R=\frac{U_{\mathrm{n}}+c\omega}{I}=\frac{220+2\cdot 62{,}8}{110}=3{,}14 \text{ ohms}$$

où

$$\omega=\frac{\pi\cdot 600}{30}=62{,}8 \text{ rd/s.}$$

La résistance additionnelle

$$R_{\mathrm{r}}=3{,}14-0{,}062=3{,}078 \text{ ohms.}$$

Le couple électromagnétique du moteur

$$C=2\cdot 110=220 \text{ Nm.}$$

Le couple sur l'arbre du moteur

$$C_{\mathrm{a}}=220+38=258 \text{ Nm.}$$

La puissance prise au réseau

$$P_1=\frac{220\cdot 110}{1\,000}=24{,}2 \text{ kW.}$$

La puissance absorbée par la résistance du circuit d'induit

$$P_1+P_2=\frac{110^2\cdot 3{,}14}{1\,000}=39{,}2 \text{ kW.}$$

La puissance fournie par l'arbre (sans tenir compte des pertes à vide)

$$P_2=39{,}2-24{,}2=15 \text{ kW.}$$

3. Régime de freinage par récupération. La vitesse de rotation du moteur

$$\omega=\frac{U_{\mathrm{n}}}{c}+\frac{IR_{\mathrm{ind}}}{c}=\frac{220}{2}+140\,\frac{0{,}062}{2}=114{,}3 \text{ rd/s (1 090 tr/mn).}$$

2-6. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à courant continu à excitation série

De même que pour le moteur à excitation en dérivation, l'équation de la caractéristique de vitesse d'un moteur à excitation série dont le schéma de principe est indiqué sur la fig. 2-16 a la forme suivante :

$$\omega=\frac{U-IR}{k\Phi},$$

où R est la résistance totale du circuit d'induit comprenant la résistance de l'enroulement d'induit, celle de l'enroulement d'excitation et la résistance extérieure du rhéostat *).

*) Lorsque le moteur est doté de pôles auxiliaires on tient aussi compte de la résistance de ceux-ci.

A la différence du moteur à excitation en dérivation le flux magnétique Φ est fonction du courant d'induit I. Cette relation représentée sur la fig. 2-17 est appelée courbe d'aimantation. Puisqu'il n'y a pas d'expression analytique définie de la courbe d'aimantation il est difficile de donner une expression analytique définie de la caractéristique mécanique d'un moteur série.

Si pour simplifier l'analyse on admet, en négligeant la saturation du circuit magnétique, qu'il existe une relation linéaire entre le

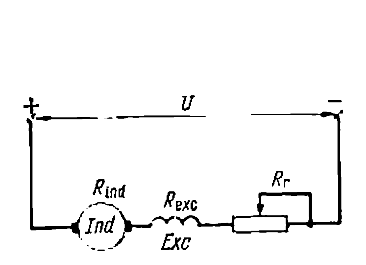


Fig. 2-16. Schéma de connexion d'un moteur à courant continu à excitation série

Fig. 2-17. Courbe d'aimantation d'un moteur série

flux et le courant d'induit comme il est indiqué en pointillé sur la fig. 2-17, c'est-à-dire qu'on admet $\Phi = \alpha I$, le couple moteur

$$C = k\Phi I = \alpha k I^2. \tag{2-30}$$

En introduisant dans l'égalité exprimant la vitesse du moteur la valeur de I extraite de (2-30) on obtient l'expression de la caractéristique mécanique:

$$\omega = \frac{U}{\alpha k \sqrt{\frac{C}{\alpha k}}} - \frac{R}{\alpha k} = \frac{A}{\sqrt{C}} - B. \tag{2-31}$$

Il en résulte que lorsque le circuit magnétique du moteur n'est pas saturé la caractéristique mécanique est représentée par une courbe (fig. 2-18) asymptotique à l'axe des ordonnées. La caractéristique mécanique d'un moteur série a de particulier que sa pente est élevée pour les faibles valeurs du couple.

L'importante augmentation de la vitesse aux faibles charges est due à la diminution correspondante du flux magnétique.

L'équation (2-31) ne donne qu'une idée générale de la caractéristique mécanique d'un moteur série. Lors du calcul on ne doit pas se servir de cette équation car actuellement on ne construit pas de machines à circuit magnétique non saturé. Puisque les caractéristiques mécaniques réelles s'écartent notablement de la courbe

représentée par l'équation (2-31) on est obligé de tracer les caractéristiques en se servant des méthodes grapho-analytiques. Généralement on trace des caractéristiques artificielles en utilisant les données

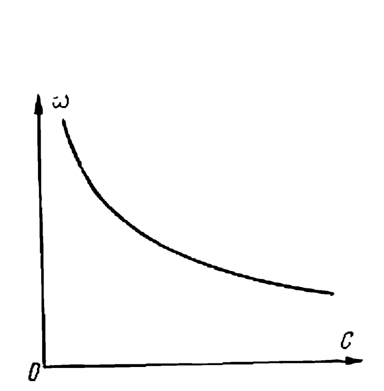


Fig. 2-18. Caractéristique mécanique naturelle d'un moteur série

Fig. 2-19. Variation du couple et de la vitesse en fonction du courant d'induit d'un moteur série (en unités relatives)

puisées dans les catalogues où sont indiquées les caractéristiques naturelles: $n = f(I)$ et $C = \psi(I)$.

Pour des moteurs d'un type déterminé ces caractéristiques peuvent être données en unités relatives $\nu = f(i)$ et $\mu = \psi(i)$. De telles caractéristiques appelées universelles sont indiquées sur la fig. 2-19 pour les moteurs du type ДП.

Notons que les catalogues indiquent les valeurs du couple sur l'arbre de moteur en fonction du courant. Pourtant on construit des caractéristiques mécaniques en utilisant le rapport de la vitesse au couple électromagnétique. C'est pratiquement acceptable, la différence entre le couple électromagnétique et le couple sur l'arbre n'étant pas importante.

Pour construire les caractéristiques artificielles (rhéostatiques), on peut se servir de la méthode suivante.

L'équation de la caractéristique naturelle

$$\omega_{nat} = \frac{U - IR_m}{k\Phi}, \quad \text{où} \quad R_m = R_{exc} + R_{ind}$$

ou

$$\omega_{nat} = \frac{U}{k\Phi}\left(1 - \frac{IR_m}{U}\right). \qquad (2\text{-}32)$$

Dans le cas de branchement dans le circuit d'induit d'une résistance additionnelle R_r le moteur fonctionnera d'après la caractéris-

tique rhéostatique pour laquelle

$$\omega = \frac{U}{k\Phi}\left[1 - \frac{I(R_m + R_r)}{U}\right]. \tag{2-33}$$

En divisant (2-33) par (2-32) on obtient:

$$\frac{\omega}{\omega_{nat}} = \frac{U - I(R_m + R_r)}{U - IR_m},$$

d'où

$$\omega = \omega_{nat} \frac{U - I(R_m + R_r)}{U - IR_m} \tag{2-34}$$

ou en unités relatives:

$$\nu = \nu_{nat} \frac{1 - ir}{1 - ir_m}, \tag{2-35}$$

où $r = \frac{R_m + R_r}{R_n}$ est la résistance totale du circuit d'induit en unités relatives:

$$r_m = \frac{R_m}{R_n}; \quad \nu = \frac{\omega}{\omega_n}; \quad \nu_{nat} = \frac{\omega_{nat}}{\omega_n}; \quad i = \frac{I}{I_n}.$$

La construction de la caractéristique rhéostatique se ramène à adopter les valeurs correspondantes du courant i_1 pour trouver $\nu_{nat\,1}$ d'après la caractéristique naturelle disponible. Ensuite, à partir de la formule (2-35), pour une valeur déterminée de $r = r_1$ (avec laquelle on construit la caractéristique rhéostatique) et pour la même valeur de i_1 on détermine la valeur cherchée de ν_1. De la même façon on détermine pour d'autres valeurs de i les valeurs cherchées de la vitesse ν_2, ν_3, etc. La fig. 2-20 montre la caractéristique naturelle d'un moteur série (r_m) et sa caractéristique rhéostatique construite d'après la méthode indiquée (r_1).

En se servant de la courbe $\mu = f(i)$ (fig. 2-19) et des caractéristiques de vitesse il est facile de tracer points par points les courbes $\nu = f(\mu)$, c'est-à-dire les caractéristiques mécaniques du moteur.

Sur la fig. 2-21 sont indiquées les caractéristiques mécaniques naturelle (r_m) et rhéostatiques (r_1 à r_3) d'un moteur série, en unités relatives. Avec l'accroissement de la résistance la vitesse du moteur diminue pour le même couple et la caractéristique se déplace vers le bas. La rigidité de la caractéristique diminue avec l'accroissement de la résistance additionnelle dans le circuit d'induit. Les caractéristiques mécaniques du moteur examiné présentent cette particularité qu'il est impossible d'obtenir le régime de marche à vide idéale.

Lorsque la charge est inférieure à 15 ou 20 % de la charge nominale le fonctionnement du moteur suivant la caractéristique naturelle devient pratiquement impossible par suite de l'accroissement excessif de la vitesse de rotation de l'induit.

Le calcul des résistances de démarrage des moteurs série peut être fait par la méthode grapho-analytique suivante qui n'exige pas la construction des caractéristiques rhéostatiques mêmes du moteur.

Nous allons utiliser la caractéristique naturelle du moteur $\omega = f(I)$; par les points des courants admissibles I_1 et I_2 lors du passage d'un échelon du rhéostat à un autre (fig. 2-22), traçons en pointillé deux lignes parallèles jusqu'à l'intersection avec la verticale Af

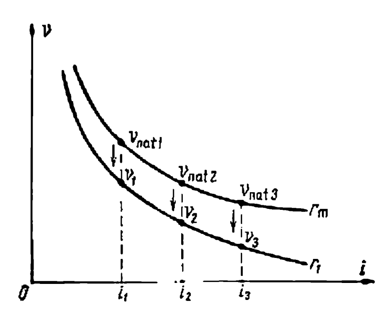


Fig. 2-20. Caractéristiques de vitesse naturelle et rhéostatique d'un moteur série (en unités relatives)

Fig. 2-21. Caractéristiques mécaniques naturelle et rhéostatiques d'un moteur série (en unités relatives)

aux points f et e. La verticale Af est située à gauche de l'origine des coordonnées à la distance OA qui correspond à la résistance intérieure du moteur.

Marquons à la même échelle les tronçons $Oa = R_1 = \frac{U}{I_1}$ et $Og = R_2 = \frac{U}{I_2}$.

En réunissant les points a et e ainsi que g et f on obtient deux droites dont les équations caractérisent la relation linéaire entre la vitesse du moteur et la résistance de son circuit d'induit, le courant d'induit étant invariable. Ceci découle de l'expression

$$\omega = \frac{U - IR}{k\Phi} = A - BR.$$

Pour déterminer le nombre d'échelons de démarrage et les valeurs des résistances correspondantes on opère de la façon suivante: on trace une verticale passant par le point a jusqu'à son intersection avec gf au point b. Ensuite, par le point b on trace une parallèle à l'axe des abscisses jusqu'au point c sur ae. De façon analogue on trace les lignes cd et de. La construction est considérée comme correcte si la dernière ligne horizontale passe par le point e. Dans le cas contraire on répétera la construction en faisant varier la pente de l'une des droites ae ou gf, en choisissant de nouvelles valeurs de I_1 et I_2 (plus souvent on ne change que I_2).

La fig. 2-22 indique une construction avec un nombre d'échelons du rhéostat égal à deux. Il résulte de la construction que le tronçon *bc* correspond à la résistance du premier échelon du rhéostat et le tronçon *de* au second échelon. A l'instant du démarrage (lorsque $\omega = 0$) le courant dans l'induit est égal à I_1 et la résistance de tout le circuit d'induit $R_1 = \frac{U}{I_1}$. Lorsque la vitesse du moteur atteint ω_1 le courant diminue mais la résistance du circuit d'induit ne change pas. Au point *b* la résistance est la même mais le courant est égal à I_2. Ensuite, lorsque $\omega = \omega_1$ la résistance du premier échelon est shuntée, la résistance totale du circuit d'induit correspond alors au tronçon cc_1 et le courant atteint de nouveau la valeur de I_1, etc., jusqu'au moment où le moteur commence à fonctionner suivant sa caractéristique naturelle.

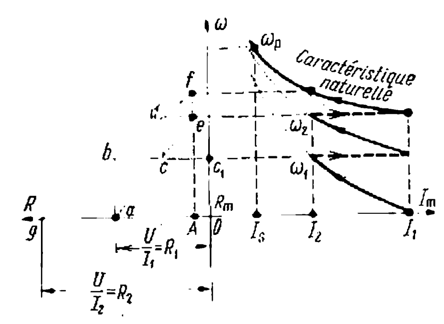


Fig. 2-22. Construction graphique des échelons d'une résistance de démarrage des moteurs série

Exemple 2-4. Construire la caractéristique naturelle d'un moteur série (type ДП41).

Les caractéristiques du moteur sont les suivantes: $P_n = 17$ kW, $I_n = 94$ A, $U_n = 220$ V, $n_n = 630$ tr/mn.

Trouver également les valeurs des résistances additionnelles branchées dans le circuit d'induit pour réduire la vitesse avec $I = I_n$ jusqu'à 400 tr/mn (41,8 rd/s) et 200 tr/mn (20,9 rd/s). Construire les caractéristiques rhéostatiques lors de la mise en circuit des résistances trouvées.

Solution. On calcule la caractéristique naturelle en utilisant les courbes de la fig. 2-19. On a $i_n = 1$, $I_n = 94$ A, $\nu_n = 1,0$, $n_n = 630$ tr/mn ($\omega_n = 66$ rd/s). On a alors

$$I = I_n i; \quad \omega = \omega_n \nu; \quad n = n_n \nu.$$

Les résultats des calculs sont indiqués dans le tableau 2-1.

Tableau 2-1

i	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
I, A	37,6	56,4	75	94	113	131	150	169	188
ν	1,6	1,23	1,09	1,0	0,94	0,89	0,85	0,81	0,78
ω, rd/s	105,8	81	71,8	66	62,1	58,7	56	53,3	51,5
n, tr/mn	1 010	775	686	630	593	560	535	510	492

D'après les chiffres de ce tableau on trace la caractéristique naturelle de la fig. 2-23.

La résistance nominale du moteur

$$R_n = \frac{U_n}{I_n} = \frac{220}{94} = 2{,}34 \text{ ohms.}$$

Le rendement du moteur à charge nominale

$$\eta_n = \frac{1000 \cdot 17}{220 \cdot 94} = 0{,}823.$$

La résistance de l'enroulement d'induit

$$R_{ind} \approx 0{,}5\,(1-0{,}823)\,2{,}34 = 0{,}207 \text{ ohm.}$$

La résistance de l'enroulement d'excitation série est approximativement :

$$R_{exc} \approx 0{,}5 R_{ind} = 0{,}5 \cdot 0{,}207 \approx 0{,}104 \text{ ohm.}$$

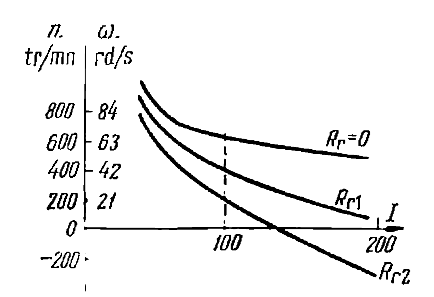


Fig. 2-23. Caractéristiques naturelle ($R_r = 0$) et rhéostatiques (R_{r1}, R_{r2}) d'un moteur série

La résistance intérieure du moteur

$$R_m = 0{,}207 + 0{,}104 = 0{,}311 \text{ ohm.}$$

En adoptant dans l'équation (2-34) $I = I_n$ et en la résolvant par rapport à R_r on obtient :

$$R_r = \left(1 - \frac{\omega_{r\,n}}{\omega_n}\right)(R_n - R_m).$$

La résistance additionnelle nécessaire pour réduire la vitesse jusqu'à 41,8 rd/s

$$R_{r1} = \left(1 - \frac{41{,}8}{66}\right)(2{,}34 - 0{,}311) = 0{,}742 \text{ ohm.}$$

La résistance additionnelle nécessaire pour réduire la vitesse jusqu'à 20,9 rd/s

$$R_{r2} = \left(1 - \frac{20{,}9}{66}\right)(2{,}34 - 0{,}311) = 1{,}39 \text{ ohm.}$$

Calculons les caractéristiques rhéostatiques d'après la formule (2-34)

$$\omega = \omega_{nat} \frac{U - I\,(R_m + R_r)}{U - IR_m},$$

où ω_{nat} est la vitesse déterminée pour le courant donné I d'après la caractéristique naturelle.

Les résultats des calculs sont indiqués dans le tableau 2-2.

Tableau 2-2

I, A	37,4	56,4	75	94	113	131	150	169	188
ω_{nat}, rd/s	106	81	71,8	66	62	58,6	56	53,4	51,5
$\omega(R_{r1})$, rd/s	91,6	64,6	51,6	41,8	34	27	20,2	13,5	7,0
$\omega(R_{r2})$, rd/s	79,5	50,2	34,2	20,9	9,8	−0,66	−11,1	−21,3	−31,6

D'après les chiffres du tableau 2-2 on construit sur la fig. 2-23 les caractéristiques rhéostatiques du moteur.

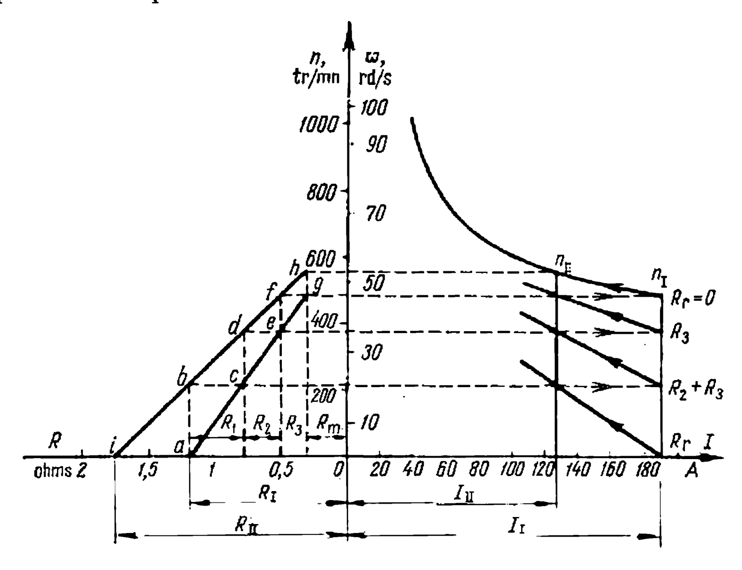


Fig. 2-24. Calcul du rhéostat de démarrage d'un moteur série

Exemple 2-5. Calculer un rhéostat de démarrage pour un moteur série (type ДП41). Le démarrage du moteur se fait à trois échelons.

Solution. La caractéristique naturelle du moteur est donnée dans l'exemple 2-4. Admettons comme valeur maximale du courant de démarrage $I_I = 2I_n = 188$ A. La valeur du courant de commutation $I_{II} = 1{,}34 I_n = 126$ A est déterminée après quelques approximations.

On a alors

$$R_I = \frac{U}{I_I} = \frac{220}{188} = 1{,}17 \text{ ohm};$$

$$R_{II} = \frac{U}{I_{II}} = \frac{220}{126} = 1{,}75 \text{ ohm}.$$

Traçons les droites auxiliaires $\omega = f(R)$ pour $I = I_I =$ const et pour $I = I_{II} =$ const (fig. 2-24).

Les valeurs des résistances des échelons du rhéostat de démarrage et les valeurs des vitesses de commutation sont déterminées graphiquement.

La résistance du premier échelon $R_1 = 0{,}43$ ohm.

La résistance du deuxième échelon $R_2 = 0{,}28$ ohm.

La résistance du troisième échelon $R_3 = 0{,}19$ ohm.

La résistance totale du rhéostat de démarrage

$$R_r = R_1 + R_2 + R_3 = 0{,}43 + 0{,}28 + 0{,}19 = 0{,}9 \text{ ohm.}$$

2-7. Caractéristiques mécaniques d'un moteur série en régimes de freinage

Un moteur série peut fonctionner en deux régimes de freinage: le régime de freinage à contre-courant et le régime de freinage rhéostatique (dynamique). Le freinage en générateur avec récupération de l'énergie par le réseau n'est pas possible avec ces moteurs car la f.é.m. ne peut pas être supérieure à la tension du réseau.

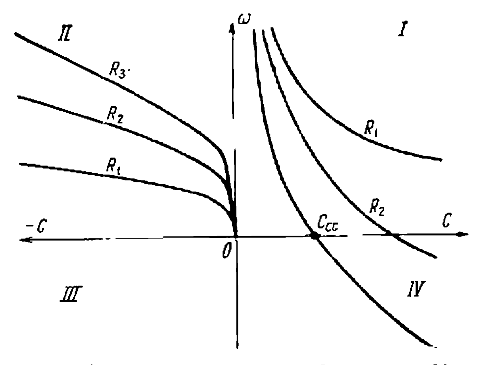


Fig. 2-25. Caractéristiques mécaniques d'un moteur série pour différents régimes de fonctionnement

En *régime de freinage à contre-courant* on introduit dans le circuit de l'induit une résistance additionnelle pour limiter le courant. Les caractéristiques mécaniques pour ce régime sont le prolongement des caractéristiques du régime moteur dans la zone des vitesses négatives. Les caractéristiques qui passent dans les quadrants *I* et *IV* (fig. 2-25) le montrent.

Le fonctionnement du moteur en régime de freinage à contre-courant est possible lorsque le couple moteur de la charge devient supérieur au couple de court-circuit C_{cc}. Les charges limites du moteur lors du freinage à contre-courant doivent être fonction du courant admissible dans le circuit d'induit.

Le régime de freinage à contre-courant y est possible comme dans le cas d'un moteur à excitation en dérivation en modifiant la polarité de la tension appliquée à l'induit. Dans ce cas il faut changer le sens du courant dans l'induit sans le changer dans l'enroulement d'excitation.

Les caractéristiques mécaniques lors de l'inversion de la polarité de la tension appliquée à l'induit sont indiquées sur la fig. 2-26 et construites d'après les mêmes principes que sur la fig. 2-15.

Le *freinage rhéostatique* du moteur série peut être réalisé avec auto-excitation ou avec excitation indépendante.

Lors du freinage avec auto-excitation, comme indiqué sur le schéma 2-27, l'induit et l'enroulement d'excitation du moteur sont déconnectés du réseau et reliés à la résistance. Il est à noter que lors du passage de la machine du régime moteur à ce mode de freinage rhéostatique il faut intervertir les bornes de l'induit de telle façon que le sens du courant dans l'enroulement d'excitation ne soit pas changé afin de prévenir la désaimantation de la machine. Dans ce cas la machine n'est auto-excitée avec la résistance donnée du circuit d'induit que pour des valeurs déterminées de la vitesse; une fois excitée elle crée un couple de freinage. Pratiquement grâce à l'existence du magnétisme rémanent, le couple de freinage apparaît aussi pour des vitesses voisines de zéro, mais pour de faibles vitesses ce couple est très petit.

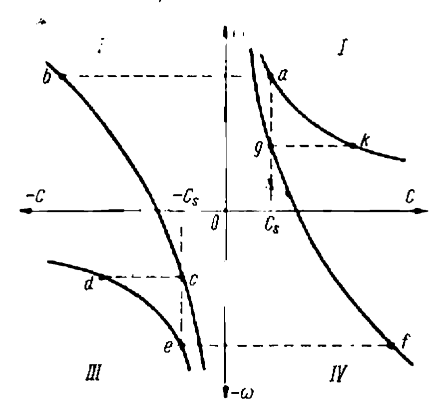


Fig. 2-26. Caractéristiques mécaniques lors du branchement en contre-courant d'un moteur série

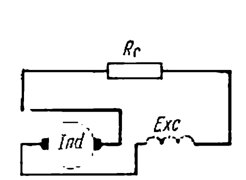


Fig. 2-27. Schéma de connexion d'un moteur série lors du freinage rhéostatique avec auto-excitation

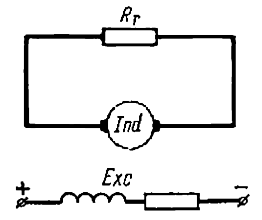


Fig. 2-28. Schéma de connexion d'un moteur série lors du freinage rhéostatique à excitation indépendante

Les caractéristiques mécaniques de la machine dans ce cas sont indiquées dans le quadrant *II* de la fig. 2-25.

Avec ce mode de freinage il peut d'abord se produire une auto-excitation intense qui provoque un saut considérable du couple de freinage. Ce dernier avec les masses d'inertie relativement grandes de la machine entraînée peut provoquer des chocs nuisibles.

Pour cette raison on applique plus souvent le freinage rhéostatique d'un moteur série d'après un schéma représenté sur la fig. 2-28. Le moteur y fonctionne en générateur à excitation indépendante. L'enroulement d'excitation est dans ce cas connecté au réseau par l'intermédiaire d'une résistance qui limite le courant jusqu'à la valeur nominale. Puisque le moteur fonctionne en générateur à excitation indépendante ses caractéristiques sont analogues à celles d'une machine dérivation lors du freinage rhéostatique, indiquées sur la fig. 2-11. Ces caractéristiques sont linéaires et se coupent à l'origine des coordonnées en présentant une plus grande rigidité pour des résistances plus faibles.

Parfois, lorsqu'il s'agit de moteurs de faible puissance, on abandonne le branchement de l'enroulement série selon le schéma de la fig. 2-28 et on assure le maintien du flux lors du freinage rhéostatique par l'emploi de spires court-circuitées sur les pôles. De tels schémas prévus pour réduire le nombre d'appareils ont été adoptés, par exemple, pour les moteurs de 0,52 kW utilisés dans les systèmes de commande du chargement d'un haut fourneau.

Exemple 2-6. Le moteur (ДП41), dont les caractéristiques ont été indiquées dans l'exemple précédent, doit fonctionner en régime de freinage à contre-courant en abaissant une charge avec un courant $I = 1{,}51 I_n$ et à vitesse de rotation égale dans un cas à 20,9 rd/s et dans l'autre cas à 41,8 rd/s. Trouver les valeurs des résistances additionnelles à introduire dans le circuit d'induit du moteur et tracer les caractéristiques correspondantes.

Solution. D'après la caractéristique naturelle du moteur ДП41 (voir plus haut) trouvons la valeur de la vitesse ω pour un courant $I = 1{,}51 I_n = 141$ A. Il se trouve que $\omega = 56{,}5$ rd/s. On a

$$k\Phi = \frac{U - IR_m}{\omega} = \frac{220 - 141 \cdot 0{,}321}{56{,}5} = 3{,}1\ V \cdot \text{s/rd}.$$

La f.é.m. de l'induit en régime de freinage à contre-courant pour un courant d'induit $I = 141$ A

$$E_{ind} = k\Phi\omega_f = 3{,}1\omega_f,$$

où ω_f est la vitesse de rotation de l'induit.

Le courant dans l'induit

$$I = \frac{U + E_{ind}}{R_m + R_r},$$

d'où

$$R_r = \frac{U + E_{ind}}{I} - R_m.$$

Lors de la descente de la charge à la vitesse $\omega = 20{,}9$ rd/s

$$R_{r1} = \frac{220 + 3{,}1 \cdot 20{,}9}{141} - 0{,}321 = 1{,}69 \text{ ohm}.$$

Lors de la descente de la charge à la vitesse $\omega = 41{,}8$ rd/s

$$R_{r2} = \frac{220 + 3{,}1 \cdot 41{,}8}{141} - 0{,}321 = 2{,}15 \text{ ohms}.$$

Le calcul des caractéristiques du moteur qui correspondent aux valeurs trouvées de R_r sera fait d'après une formule analogue à (2-34).

Les résultats des calculs sont indiqués dans le tableau 2-3.

Tableau 2-3

I, A	37,4	56,4	75	94	113	131	150	169	188
ω_{nat}, rd/s	106	81	72	66	62	59	56	53	51
$\omega(R_{r1})$, rd/s	74	43	26	10	—2,7	—15	—27	—39	—52
$\omega(R_{r2})$, rd/s	65	32	12	—4,5	—21	—35	—49	—65	—80

Les caractéristiques cherchées ont été construites sur la fig. 2-29 d'après les chiffres de ce tableau.

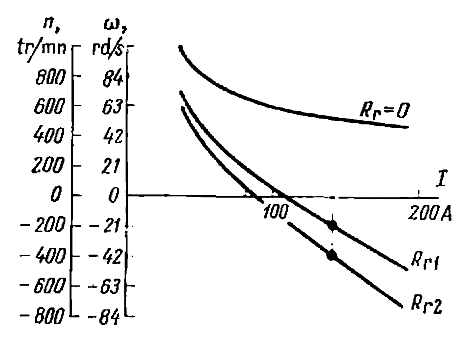


Fig. 2-29. Caractéristiques naturelle (R_r= = 0) et rhéostatiques (R_{r1}, R_{r2}) d'un moteur série

2-8. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à courant continu à excitation composée (compound)

Un moteur à excitation composée (fig. 2-30) possède deux enroulements d'excitation dont l'un dérivation *2Exc* et l'autre série *1Exc*. Pour cette raison, ses caractéristiques mécaniques occupent une place intermédiaire entre les caractéristiques correspondantes des moteurs dérivation et des moteurs série. La caractéristique mécanique du moteur examiné, par suite de la variation du flux magnétique lors de la variation de la charge, n'a pas d'expression analytique. Aussi, lors des calculs se sert-on généralement des caractéristiques naturelles universelles du couple et de la vitesse en fonction du courant d'induit, qui sont indiquées dans les catalogues. Sur la fig. 2-31 de telles caractéristiques sont tracées en unités relatives pour des moteurs du type МП.

A la différence d'un moteur série, le moteur à excitation composée a une valeur finie de la vitesse de marche à vide idéale. Cette vitesse

est déterminée seulement par le flux magnétique créé par la force magnétisante (F. M. ou f.m.m.) *) de l'enroulement dérivation et elle est :

$$\omega_0 = \frac{U}{k\Phi_0},$$

où Φ_0 est le flux magnétique engendré par le courant d'excitation de l'enroulement dérivation.

La relation entre les f.m.m. dues à l'enroulement dérivation et à l'enroulement série n'est pas la même pour des moteurs de dif-

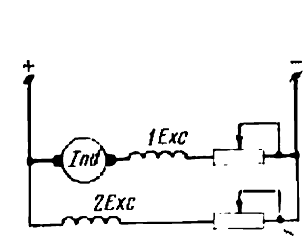


Fig. 2-30. Schéma de connexion d'un moteur à courant continu à excitation composée

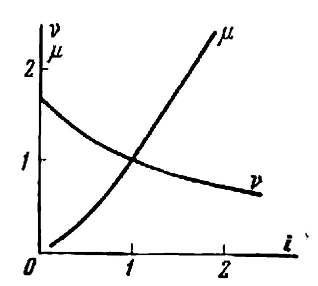


Fig. 2-31. Variation du couple (μ) et de la vitesse (ν) en fonction du courant d'induit d'un moteur à excitation composée (en unités relatives)

férents types. Le rapport le plus répandu est celui qui pour le courant nominal assure l'égalité des f.m.m. des deux enroulements d'excitation. La vitesse d'un moteur à excitation composée pour de faibles charges varie considérablement et ensuite avec l'accroissement de la charge diminue faiblement en suivant presque une droite comme la vitesse d'un moteur à excitation en dérivation. Ceci a lieu parce que pour des charges importantes la machine se sature et bien que la f.m.m. due à l'enroulement série augmente le flux magnétique ne varie presque pas.

Pour calculer les caractéristiques rhéostatiques on peut utiliser la méthode de construction des caractéristiques d'un moteur série examinée plus haut.

Le moteur à excitation composée admet trois modes de freinage électrique : 1) freinage par récupération, 2) freinage rhéostatique, 3) freinage à contre-courant.

---

*) Ci-dessous, dans le texte français, nous conserverons l'expression traditionnelle f.m.m. (force magnétomotrice).

Lors du freinage en générateur avec récupération d'énergie par le réseau le courant dans l'induit et dans l'enroulement série change de sens et peut désaimanter la machine. Pour prévenir l'action démagnétisante, généralement lors du passage par la vitesse ω_0, on shunte l'enroulement série et pour cette raison les caractéristiques mécaniques dans le quadrant *II* (fig. 2-32) sont des droites.

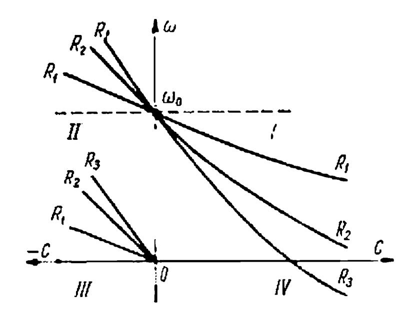


Fig. 2-32. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à excitation composée pour différents régimes de fonctionnement

Les caractéristiques de freinage rhéostatique ont la même forme puisque ce freinage est réalisé généralement lorsque l'enroulement en dérivation est seul branché et le flux magnétique pratiquement constant.

Les caractéristiques lors du freinage à contre-courant ne sont pas linéaires par suite de l'influence de la f.m.m. de l'enroulement série qui varie avec la charge.

2-9. Caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone

Les moteurs asynchrones sont largement utilisés dans l'industrie grâce à plusieurs avantages qu'ils présentent par rapport à d'autres types de moteurs. Un moteur asynchrone est simple et fiable car il ne comporte pas de collecteurs; les moteurs asynchrones sont meilleur marché que les moteurs à courant continu et ont un poids inférieur.

Pour déduire l'équation de la caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone on peut utiliser le schéma équivalent simplifié indiqué sur la fig. 2-33, où l'on a adopté les symboles suivants:

U_{ph}, tension simple primaire; I_1, courant simple du stator; I'_2, courant réduit du rotor; R_1 et R'_2, résistance primaire et résistance secondaire réduit; X_1, X'_2, réactances de dispersion primaire et secondaire réduite; R_0 et X_0, résistance et réactance du circuit d'aimantation; $g=\frac{\omega_0-\omega}{\omega_0}$, glissement du moteur; $\omega_0=\frac{2\pi n_0}{60}$, vitesse angulaire synchrone du moteur, $\omega_0=\frac{2\pi f_1}{p}$; f_1, fréquence du réseau; p, nombre de paires de pôles.

Conformément au schéma équivalent indiqué on peut obtenir l'expression du courant secondaire

$$I'_2=\frac{U_{ph}}{\sqrt{\left(R_1+\frac{R'_2}{g}\right)^2+(X_1+X'_2)^2}}. \qquad (2\text{-}36)$$

Le couple moteur du moteur asynchrone peut être tiré de

l'expression des pertes $C\omega_0 g = 3 (I_2')^2 R_2'$, d'où

$$C = \frac{3 (I_2')^2 R_2'}{\omega_0 g}. \tag{2-37}$$

En introduisant la valeur du courant I_2' dans l'expression (2-37) on obtient

$$C = \frac{3U_{ph}^2 R_2'}{\omega_0 \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 + (X_1 + X_2')^2 \right] g}. \tag{2-38}$$

La courbe du couple $C = f(g)$ a deux maximums: l'un en régime générateur et l'autre en régime moteur *).

En adoptant $\frac{dC}{dg} = 0$ on peut trouver la valeur du glissement critique g_c pour laquelle le moteur développe le couple maximal (critique) C_c:

$$g_c = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}}. \tag{2-39}$$

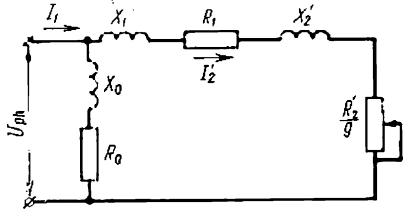


Fig. 2-33. Schéma équivalent simplifié d'un moteur asynchrone

En introduisant la valeur de g_c dans (2-38) on obtient l'expression du couple maximal

$$C_c = \frac{3U_{ph}^2}{2\omega_0 [R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}]}. \tag{2-40}$$

Le signe « + » dans les égalités (2-39) et (2-40) se rapporte au régime moteur (ou au freinage à contre-courant), et le signe « — » se rapporte au régime de freinage par récupération.

En divisant l'expression (2-38) par l'expression (2-40) et en faisant les transformations correspondantes on obtient:

$$C = \frac{2C_c (1 + ag_c)}{\frac{g}{g_c} + \frac{g_c}{g} + 2ag_c}, \tag{2-41}$$

où

$$a = \frac{R_1}{R_2'}.$$

Il faut noter une circonstance très importante du point de vue pratique, à savoir: l'influence des variations de la tension du réseau sur les caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone. On voit de (2-38) que pour un glissement donné le couple du moteur est proportionnel au carré de la tension et que pour cette raison un

*) Lorsque la résistance du circuit rotorique est grande, le maximum du couple peut se trouver en régime de freinage à contre-courant.

moteur de ce type est sensible aux oscillations de la tension du réseau.

La fig. 2-34 montre la caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone.

Ses points caractéristiques sont :

1) $g = 0$, $C = 0$; la vitesse de rotation du moteur est alors égale à la vitesse de synchronisme ;

2) $g = g_n$, $C \quad C_n$; cela correspond à la vitesse nominale et au couple nominal ;

3) $g = g_c$, $C = C_{cm}$ couple critique en régime moteur ;

4) $g = 1{,}0$, $C = C_d = \frac{2C_c(1+ag_c)g_c}{1+g_c^2(1+2a)}$ couple de démarrage initial.

Pour $g > 1{,}0$ le moteur fonctionne en régime de freinage à contre-courant et pour $g < 0$ en régime de freinage par récupération.

Il faut noter que les valeurs absolues de g_c sont les mêmes lors de la marche en moteur et en générateur.

Cependant, il résulte de (2-40) que les couples critiques en régime moteur et en régime générateur ne sont pas les mêmes. En régime générateur le couple critique est plus grand en valeur absolue, ce qui résulte de la relation

$$C_{cg} = C_{cm}\frac{R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_{cc}^2}}{R_1 - \sqrt{R_1^2 + X_{cc}^2}},$$

où

$$X_{cc} = X_1 + X_2'.$$

Fig. 2-34. Caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone

Si dans l'équation (2-41) on néglige la résistance du stator, on obtient une formule plus commode pour le calcul

$$C = \frac{2C_c}{\frac{g}{g_c} + \frac{g_c}{g}}. \qquad (2\text{-}42)$$

En substituant dans l'expression (2-42) aux valeurs courantes de C et g leurs valeurs nominales et en désignant le rapport du couple maximal au couple nominal C_c/C_n par λ on obtient

$$g_c = g_n\left(\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}\right).$$

Dans cette dernière expression il faut adopter devant la racine le signe « + ».

L'analyse de la formule (2-42) montre que pour $g > g_c$ (partie non utilisable de la caractéristique) on obtient l'équation d'une hyperbole en négligeant le second terme du dénominateur dans (2-42), c'est-à-dire que

$$C = 2C_c \frac{g_c}{g}$$

ou

$$C = \frac{A}{g},$$

où

$$A = 2C_c g_c.$$

Pratiquement cette partie de la caractéristique correspond seulement aux régimes de démarrage et de freinage.

Pour de faibles valeurs du glissement ($g < g_c$) pour $C = f(g)$ on obtient l'équation d'une droite en négligeant le premier terme du dénominateur (2-42):

$$C = 2C_c \frac{g}{g_c}$$

ou

$$C = Bg,$$

où

$$B = \frac{2C_c}{g_c}.$$

Cette partie linéaire de la caractéristique forme sa partie utile sur laquelle le moteur fonctionne généralement en régime permanent. Dans la même partie de la caractéristique se trouvent les points correspondant aux données nominales du moteur: C_n, I_n, n_n et g_n.

La diminution de vitesse en unités relatives sur la caractéristique mécanique naturelle d'un moteur asynchrone à couple nominal est déterminée par son glissement nominal.

La valeur du glissement nominal dépend de la résistance du rotor. Les moteurs à rotor en court-circuit d'exécution normale possèdent un glissement nominal plus petit pour la même puissance et le même nombre de pôles. Dans ces moteurs, étant données les particularités de construction, la résistance du rotor est relativement plus petite, ce qui fait diminuer les valeurs du glissement critique g_c [formule (2-39)] et du glissement nominal g_n. Pour les mêmes raisons lors de l'accroissement de la puissance du moteur son glissement nominal diminue et la caractéristique naturelle devient plus rigide. Ceci est illustré par la courbe de la fig. 2-35 tracée selon les données moyennes pour des moteurs de différentes puissances.

Comme le montre la formule (2-40), la valeur du couple critique ne dépend pas de la résistance du rotor R_2; quant au glissement critique, selon (2-39), il augmente avec la résistance du rotor. Pour cette raison dans les moteurs à bagues lorsqu'on insère une résistan-

ce dans le circuit rotorique le maximum de la courbe du couple se déplace vers les grands glissements.

La résistance R_2 nécessaire pour la construction des caractéristiques naturelle et rhéostatiques du moteur à bagues est déterminée par l'expression

$$R_2 = \frac{g_n E_{2cc}}{\sqrt{3}\, I_{2n}},$$

où E_{2cc} est la valeur de la f.é.m. secondaire (rotorique), le rotor étant immobile, et I_{2n}, le courant nominal du rotor.

Pour différentes valeurs des résistances on a tracé une famille de caractéristiques rhéostatiques en régime moteur (fig. 2-36) dans l'espace entre les axes de coordonnées C et ω.

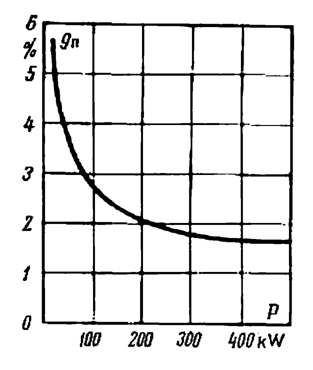


Fig. 2-35. Courbe de glissement nominal des moteurs asynchrones de différentes puissances

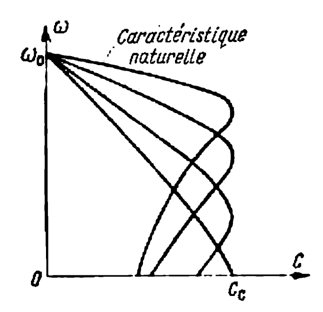


Fig. 2-36. Caractéristiques mécaniques naturelle et rhéostatiques d'un moteur asynchrone à bagues

Avec une certaine approximation on peut admettre que les caractéristiques rhéostatiques dans leur partie utile peuvent être considérées comme linéaires. Cela permet, lors du calcul des résistances insérées dans le rotor d'un moteur asynchrone, d'employer des méthodes analogues à celles utilisées pour un moteur à courant continu à excitation indépendante (en dérivation).

Une certaine inexactitude dans la détermination de la valeur de la résistance du rhéostat est alors introduite, la caractéristique d'un moteur asynchrone dans la portion de la courbe comprise entre $C = 0$ et le couple maximal C_{max} lors du démarrage étant considérée comme linéaire.

La méthode où le redressement des caractéristiques se fait sur une portion plus petite comme indiqué dans l'exemple 2-8 est plus précise.

Selon la Norme soviétique 183-66 le rapport du couple maximal au

couple nominal $\lambda = \frac{C_{cm}}{C_n}$ doit être pour les moteurs à bagues d'exécution normale au moins égal à 1,8 et pour les moteurs à rotor en court-circuit au moins égal à 1,7. Les moteurs de ponts roulants se distinguent par une valeur plus élevée du rapport du couple maximal au couple nominal. Par exemple, pour les moteurs asynchrones à rotor en court-circuit (type MTK) $\lambda = 2{,}3$ à 3,4. Les moteurs à bagues des types mentionnés ont à peu près les mêmes valeurs de λ.

Pour les moteurs à rotor en court-circuit le rapport du couple de démarrage initial au couple nominal et celui du courant de démarrage initial au courant nominal ont une importance notable.

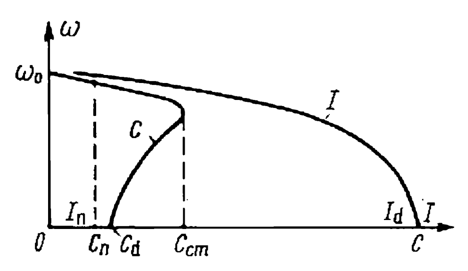


Fig. 2-37. Caractéristiques $\omega = f(C)$ et $\omega = f_1(I)$ pour un moteur asynchrone à rotor normal en court-circuit

La fig. 2-37 donne les caractéristiques naturelles approchées d'un moteur à rotor normal en court-circuit à encoches rondes. Ces caractéristiques montrent qu'un moteur à rotor en court-circuit tout en absorbant un très fort courant de démarrage a un couple de démarrage initial relativement faible. Le rapport du couple de démarrage initial au couple nominal se trouve dans les limites suivantes:

$$k_d = \frac{C_d}{C_n} = 1 \text{ à } 1{,}8,$$

et pour les moteurs des ponts roulants

$$k_d \geqslant 1{,}7.$$

Le rapport du courant de démarrage au courant nominal

$$k_I = \frac{I_d}{I_n} = 5 \text{ à } 7.$$

L'absence de proportionnalité entre le couple du moteur et le courant du stator pendant le démarrage (fig. 2-37) s'explique par la forte diminution du flux magnétique du moteur et du facteur de puissance pendant le démarrage.

Afin d'augmenter le couple de démarrage initial et de réduire le courant de démarrage on utilise des moteurs à rotor en court-circuit de construction spéciale dont le rotor comporte deux cages concentriques ou bien des encoches profondes à barres hautes et étroites.

La résistance du rotor de ce moteur durant la période de démarrage est de beaucoup supérieure à la résistance à vitesse nominale par

suite de l'effet de surface dû à la fréquence accrue du courant dans le rotor pour les grands glissements.

Pour cette raison lorsqu'on utilise des moteurs à encoches profondes ou à double enroulement rotorique le rapport du couple de démarrage au couple nominal augmente sensiblement et celui du courant de démarrage au courant nominal diminue. Il est vrai que dans ce cas le facteur de puissance et le rendement qui correspondent à la charge nominale diminuent légèrement.

Il faut noter qu'en pratique dans les moteurs à rotor en court-circuit la valeur du couple de démarrage normal ne correspond pas toujours aux valeurs minimales du couple dans la zone de marche en moteur. Comme on le voit sur la fig. 2-38 la caractéristique mécanique d'un moteur à rotor en court-circuit présente parfois pour de faibles vitesses un creux provoqué par l'influence des harmoniques supérieures des champs de denture. Il faut en tenir compte lors du démarrage du moteur en charge.

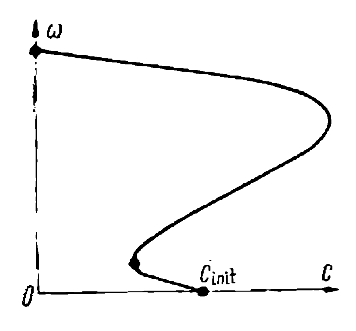


Fig. 2-38. Caractéristique mécanique d'un moteur à rotor en court-circuit avec creux aux petites vitesses

Dans les moteurs à bagues le couple de démarrage initial augmente au fur et à mesure de l'accroissement (jusqu'à une certaine limite) de la résistance du rhéostat (fig. 2-36), tandis que le courant de démarrage diminue avec l'accroissement de la résistance. La valeur du couple de démarrage initial peut être ramenée à la valeur du couple critique.

Exemple 2-7. Construire la caractéristique mécanique naturelle d'un moteur asynchrone à bagues (type MT-63-10) en régimes moteur et générateur.

Caractéristiques du moteur : $P_n = 60$ kW, $n_n = 577$ tr/mn ($n_0 = 600$ tr/mn), $U = 380$ V ; couplage des enroulements $\curlywedge/\curlywedge$. Caractéristiques du rotor : $E_{2cc} = 253$ V, $I_{2n} = 160$ A ; de plus on utilise les données théoriques du moteur établies par le constructeur :

$$R_1 = 0{,}0549 \text{ ohm} ; \quad R_2 = 0{,}0332 \text{ ohm} ; \quad X_1 = 0{,}16 \text{ ohm} ; \quad X_2 = 0{,}0704 \text{ ohm}.$$

Solution. Le rapport de transformation du stator au rotor

$$k = \frac{E_1}{E_{2cc}} \approx \frac{0{,}95U}{E_{2cc}} = \frac{0{,}95 \cdot 380}{253} = 1{,}43.$$

La résistance et les réactances réduites :

$$R_2' = R_2 \cdot k^2 = 0{,}0332 \cdot 1{,}43^2 = 0{,}0677 \text{ ohm} ;$$
$$X_2' = X_2 \cdot k^2 = 0{,}0704 \cdot 1{,}43^2 = 0{,}1437 \text{ ohm} ;$$
$$X_{cc} = X_1 + X_2' = 0{,}16 + 0{,}1437 = 0{,}3037 \text{ ohm}.$$

La valeur du glissement critique

$$g_c = \pm \frac{0,0677}{\sqrt{0,0549^2 + 0,3037^2}} = \pm 0,22;$$

$$ag_c = \frac{R_1}{R_2'} g_c = \frac{0,0549}{0,0677} \cdot 0,22 = 0,1785.$$

La vitesse angulaire de synchronisme

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot 600}{60} = 62,8 \text{ rd/s}.$$

Le couple critique en régime moteur (en kilonewtonmètres)

$$C_{cm} = \frac{3\left(\frac{380}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 62,8 \cdot (0,0549 + \sqrt{0,0549^2 + 0,3037^2})} = 3,18 \text{ kNm}.$$

Le couple critique en régime générateur

$$C_{cg} = 3,18 \frac{0,0549 + \sqrt{0,0549^2 + 0,3037^2}}{0,0549 - \sqrt{0,0549^2 + 0,3037^2}} = -4,56 \text{ kNm}.$$

L'équation de la caractéristique mécanique naturelle :
a) en régime moteur

$$C_m = \frac{2 \cdot 3,18\,(1 + 0,1785)}{\frac{g}{0,22} + \frac{0,22}{g} + 0,357} = \frac{7,49}{\frac{g}{0,22} + \frac{0,22}{g} + 0,357};$$

b) en régime générateur

$$C_g = \frac{-2 \cdot 4,56\,(1 - 0,1785)}{\frac{g}{-0,22} + \frac{-0,22}{g} - 0,357} = \frac{-7,49}{\frac{g}{-0,22} + \frac{-0,22}{g} - 0,357}.$$

Les résultats des calculs sont indiqués dans le tableau 2-4.

Tableau 2-4

g	0	±0,038	±0,1	±0,18	±0,22	±0,25	±0,4	±0,75	±1,0
C_m, kNm	0	1,2	2,49	3,13	3,18	3,16	2,75	1,84	1,47
C_g, kNm	0	−1,35	−3,26	−4,46	−4,56	−4,51	−3,73	−2,24	−1,71

D'après les données du tableau 2-4 on a construit la caractéristique naturelle du moteur (fig. 2-39).

Exemple 2-8. Choisir un rhéostat de démarrage pour un moteur asynchrone à bagues (type AK-51-6).

Caractéristiques du moteur : $P_n = 1,7$ kW ; $n_n = 905$ tr/mn ; $E_{2cc} = 57$ V ; $I_{2n} = 20,2$ A ; $\lambda = 2,0$; $R_2 = 0,155$ ohm.

La vitesse angulaire nominale

$$\omega_n = \frac{2\pi \cdot 905}{60} = 94,7 \text{ rd/s}.$$

Le couple de charge statique sur l'arbre du moteur est égal au couple nominal :

$$C_s = C_n = \frac{P_n}{\omega_n} \approx \frac{1,7}{94,7}\ 10^3 \approx 17,95\ \text{Nm}.$$

La caractéristique mécanique naturelle du moteur est indiquée sur la fig. 2-40. Le couple de démarrage maximal du moteur à rotor bobiné est adopté comme étant égal à :

$$C_1 = 0,85C_{cm} = 0,85\lambda C_n = 0,85 \cdot 2 \cdot 17,95 = 30,5\ \text{Nm}.$$

Le couple de commutation

$$C_2 = 1,2C_s = 1,2 \cdot 17,95 = 21,55\ \text{Nm}$$

Solution. On trace par les points *a* et *b* de la caractéristique mécanique naturelle, correspondant aux valeurs des couples C_1 et C_2 (fig. 2-40), une droite qui coupe la ligne de vitesse de synchronisme ($g = 0$) au point *t*. Du point *t*

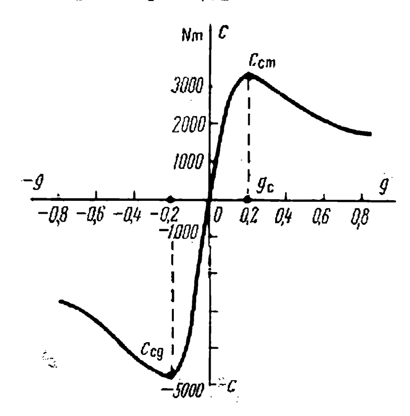


Fig. 2-39. Caractéristique mécanique naturelle d'un moteur asynchrone à rotor bobiné (voir exemple 2-7)

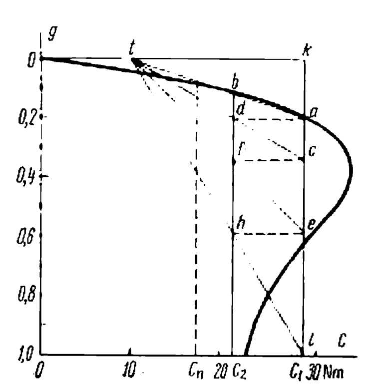


Fig. 2-40. Calcul d'un rhéostat de démarrage d'un moteur asynchrone

on trace des rayons *tl*, *te*, *tc*, dont le principe de construction est analogue à celui indiqué pour l'exemple 2-2.

Les résistances des échelons de démarrage sont déterminées par les expressions :

$$R_{r1} = \frac{el}{ak} R_2 = \frac{0,41}{0,205} \cdot 0,155 = 0,31\ \text{ohm};$$

$$R_{r2} = \frac{ce}{ak} R_2 = \frac{0,24}{0,205} \cdot 0,155 = 0,18\ \text{ohm};$$

$$R_{r3} = \frac{ac}{ak} R_2 = \frac{0,145}{0,205}\ 0,155 = 0,11\ \text{ohm}.$$

La résistance totale du rhéostat de démarrage

$$R_r = \frac{al}{ak} R_2 = \frac{0,795}{0,205}\ 0,155 = 0,6\ \text{ohm}$$

2-10. Caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone en régimes de freinage

Dans le paragraphe précédent nous avons examiné les caractéristiques mécaniques d'une machine asynchrone fonctionnant en régime moteur. Mais un moteur asynchrone peut fonctionner aussi en régimes de freinage : freinage par récupération et freinage à contre-courant. De plus, le freinage rhéostatique (dynamique) est possible.

1. Le *freinage en générateur avec récupération de l'énergie par le réseau* est possible lorsque la vitesse est supérieure à celle de synchronisme. Les caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone en coordonnées C et ω sont représentées sur la fig. 2-41. Dans le quadrant I se trouvent les portions des caractéristiques en régime moteur pour trois résistances différentes du circuit rotorique. Au fur et à mesure que la vitesse du moteur se rapproche de la vitesse à vide idéale ou de la vitesse de synchronisme le couple du moteur tend vers zéro.

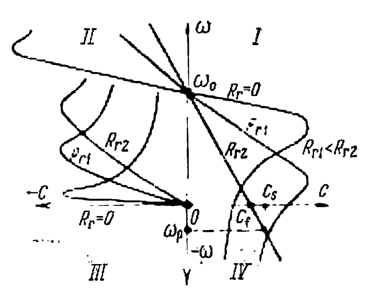


Fig. 2-41. Caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone pour différents régimes de fonctionnement

Lorsque la vitesse continue à augmenter sous l'effet d'un couple extérieur ($\omega > \omega_0$) le moteur fonctionne en générateur en parallèle avec le réseau auquel il peut livrer de l'énergie électrique en absorbant de la puissance réactive pour l'excitation. Au freinage en régime générateur avec récupération de l'énergie par le réseau correspondent les portions des caractéristiques situées dans la partie supérieure du quadrant II. Comme il découle de la formule (2-40), le couple critique pour ce régime est plus grand qu'en régime moteur. Le régime de freinage par récupération est utilisé pratiquement dans les moteurs à changement du nombre de pôles ainsi que dans les appareils de levage (élévateurs, excavateurs, etc.) et dans certains autres cas.

2. Le *freinage à contre-courant* est beaucoup plus répandu. On peut obtenir le régime de freinage à contre-courant, comme dans le cas d'un moteur à courant continu, avec un couple moteur de la charge $C_s > C_f$ (fig. 2-41). Pour limiter le courant et obtenir le couple correspondant lors du freinage il faut, lorsqu'il s'agit d'un moteur à bagues, brancher une résistance additionnelle dans le circuit rotorique. Au régime permanent lors du freinage à contre-courant correspond, par exemple, le point ω_p, C_s sur la caractéristique de R_{r2} (fig. 2-41).

La caractéristique mécanique pour R_{r1} en régime de freinage à contre-courant et C_s = const n'assure pas un fonctionnement stable. On peut également obtenir le régime de freinage à contre-courant

en intervertissant, en pleine marche, deux phases de l'enroulement statorique ; on change ainsi le sens de rotation du champ magnétique. Le rotor tourne alors dans le sens opposé à celui du champ et ralentit progressivement. Lorsque la vitesse devient nulle (point *c* sur la fig. 2-42) le moteur doit être déconnecté du réseau car autrement il peut de nouveau passer à la marche en moteur et son rotor tournera dans le sens opposé au précédent (point *d*).

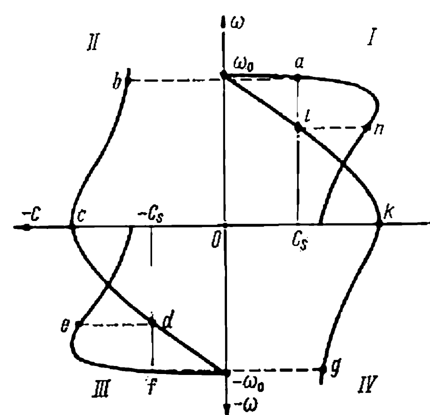


Fig. 2-42. Caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone lors de l'interversion de deux phases du stator

3. Le *freinage rhéostatique d'un moteur asynchrone* est généralement réalisé par branchement de l'enroulement statorique sur le réseau à courant continu ; l'enroulement rotorique est alors branché sur une résistance extérieure.

Pour passer de la marche en moteur à la marche en régime de freinage rhéostatique le contacteur *1L* (fig. 2-43) débranche le moteur du réseau alternatif et le contacteur *2L* connecte l'enroulement statorique au réseau à courant continu. Pour limiter le courant et obtenir différentes caractéristiques de freinage on a prévu dans le circuit rotorique une résistance extérieure.

En passant par l'enroulement statorique le courant continu engendre un champ fixe dont l'onde fondamentale assure une répartition sinusoïdale de l'induction.

Dans le rotor tournant apparaît un courant alternatif qui engendre son propre champ également immobile par rapport au stator. Grâce à l'interaction du flux magnétique total et du courant rotorique apparaît un couple de freinage dont la valeur dépend de la f.m.m. du stator, de la résistance du rotor et de la vitesse du moteur.

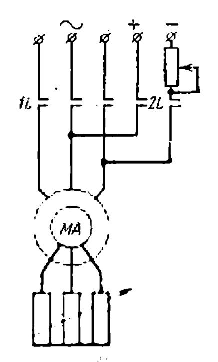


Fig. 2-43. Schéma de connexion d'un moteur asynchrone pour passage au régime de freinage rhéostatique

Les caractéristiques mécaniques pour ce régime sont indiquées dans la partie inférieure du quadrant *II* (fig. 2-41). Elles passent par l'origine des coordonnées car pour une vitesse nulle le couple de freinage est également nul. La valeur du couple critique est proportionnelle au carré de la tension appliquée au stator *)

*) Ceci est valable à condition de négliger la saturation du fer.

et croît avec la tension. Le glissement critique dépend de la résistance insérée dans le rotor. Il augmente proportionnellement à l'accroissement de la résistance. La valeur du couple maximal alors ne change pas. Sur la fig. 2-41 les caractéristiques de freinage rhéostatique

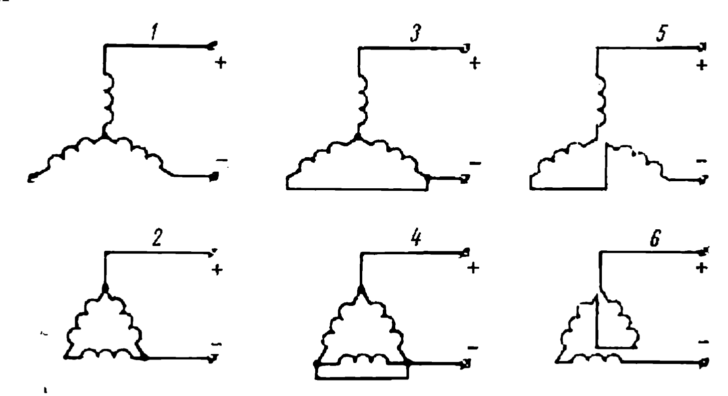


Fig. 2-44. Schémas de connexion des enroulements statoriques lors du freinage rhéostatique

sont indiquées pour trois valeurs différentes de la résistance dans le circuit rotorique, le courant de stator étant constant.

Sur la fig. 2-44 différents modes de couplage des enroulements statoriques alimentés par une source de courant continu sont représentés.

Dans les schémas *5* et *6* la charge de toutes les phases de l'enroulement statorique est uniforme mais le schéma de commutation du stator est complexe. Les deux premiers schémas sont plus simples et pour cette raison ils sont utilisés plus souvent.

Pour réaliser le freinage rhéostatique des moteurs asynchrones l'alimentation de leurs enroulements statoriques peut être assurée par le réseau de courant alternatif à travers un redresseur à semi-conducteurs *RS* comme indiqué sur la fig. 2-45.

Fig. 2-45. Schéma de connexion d'un moteur asynchrone lors du freinage rhéostatique avec alimentation du stator par un redresseur à semi-conducteurs

Il convient d'analyser le fonctionnement d'un moteur asynchrone en régime de freinage rhéostatique en admettant que le stator est alimenté non pas en courant continu mais en courant triphasé équivalent ($I_{éq}$). Ce remplacement suppose l'égalité des f.m.m. engendrées par le courant continu et le courant alternatif équivalent. L'amplitu-

de de la force magnétisante engendrée par le courant alternatif

$$F = \frac{3\sqrt{2}}{2} I_{\acute{e}q} w_1,$$

où w_1 est le nombre de spires connectées en série d'une phase du stator.

La force magnétisante (la force magnétomotrice) engendrée par le courant continu est proportionnelle à l'intensité de ce courant, au nombre de spires d'une phase du stator et dépend du schéma de couplage. Par exemple, lorsque le stator est couplé en étoile et que le courant continu passe seulement par deux phases (fig. 2-44), la f.m.m. due au courant continu, somme géométrique des f.m.m. des deux phases, est:

$$F_{cont} = \sqrt{3} I_{cont} w_1.$$

En partant de l'égalité $F_{cont} = F$ on détermine la valeur du courant alternatif équivalent pour le cas considéré

$$I_{\acute{e}q} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{cont}.$$

Fig. 2-46. Schéma vectoriel des courants d'un moteur asynchrone en régime de freinage rhéostatique

Après avoir déterminé le courant équivalent on peut tracer le diagramme vectoriel simplifié des courants d'un moteur asynchrone en régime de freinage (fig. 2-46). Sur le diagramme I_μ est le courant magnétisant, $I_{\mu 0}$, la valeur maximale du courant magnétisant, I'_2 le courant secondaire réduit au stator, $I_{\acute{e}q}$, le courant primaire équivalent, E'_2 et E_1 sont respectivement la f.é.m. secondaire réduite et la f.é.m. primaire.

Le courant magnétisant I_μ est la somme géométrique du courant équivalent $I_{\acute{e}q}$ et du courant sécondaire réduit au stator I'_2. La valeur du courant équivalent ne dépend pas de la vitesse de rotation du rotor alors que le courant sécondaire change avec la variation de la vitesse. Avec la diminution de la vitesse du rotor l'extrémité du vecteur courant $I_{\acute{e}q}$ se déplacera sur la circonférence à droite et quand le rotor sera immobile le vecteur $I_{\acute{e}q}$ coïncidera avec I_μ, la f.é.m. secondaire, donc le courant secondaire, tous les deux étant devenus nuls. Aussi en régime de freinage rhéostatique, pour des vitesses du rotor petites et un courant équivalent assez grand, le circuit magnétique du moteur devient-il très saturé. Par contre, pour des vitesses considérables avec le même courant équivalent le circuit magnétique sera non saturé. La fig. 2-47 représente d'une façon approximative une dépendance $I_\mu = f[g(\omega)]$.

En raison du phénomène de saturation du circuit magnétique,

la réactance d'aimantation X_μ elle-même ne reste pas constante (fig. 2-47).

On déduit du diagramme (fig. 2-46)

$$I_{éq}^2 = I_2'^2 + 2I_\mu I_2' \sin\varphi_2 + I_\mu^2 ; \qquad (2\text{-}43)$$

$$I_2' = \frac{E_{20}' g}{\sqrt{R_2'^2 + (X_2' g)^2}} = \frac{I_\mu X_\mu g}{\sqrt{R_2'^2 + (X_2'^2 g)^2}} , \qquad (2\text{-}44)$$

où E_{20}' est la f.é.m. secondaire réduite pour la vitesse de synchronisme du moteur et le courant magnétisant I_μ (on peut trouver la f.é.m. secondaire d'après la courbe d'aimantation du moteur); $X_\mu = E_{20}'/I_\mu$, la réactance d'aimantation; $g = \omega/\omega_0$, le glissement lors du freinage rhéostatique.

En résolvant les équations (2-43) et (2-44) on trouve :

$$I_2' = \frac{I_{éq} X_\mu}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2 + (X_\mu + X_2')^2}} . \qquad (2\text{-}45)$$

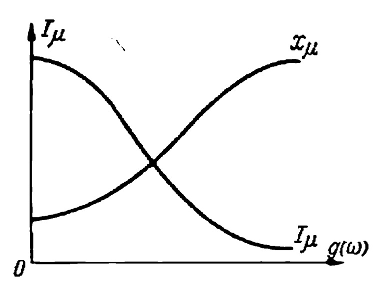


Fig. 2-47. Variation de I_μ et de X_μ en fonction du glissement (g) ou de la vitesse (ω)

Le couple électromagnétique développé par le moteur

$$C = \frac{3I_2'^2 \frac{R_2'}{g}}{\omega_0} = \frac{3I_{éq}^2 X_\mu^2 \frac{R_2'}{g}}{\omega_0 \left[\left(\frac{R_2'}{g}\right) 2 + (X_\mu + X_2')^2 \right]} . \qquad (2\text{-}46)$$

L'analyse de la formule (2-46) montre que le couple a un maximum. Supposons en première approximation que la machine ne soit pas saturée. Alors, X_μ = const et C sera la fonction de g, les autres paramètres étant considérés constants. En dérivant C par rapport à g nous trouvons

$$g_{max} = \frac{R_2'}{X_\mu + X_2'} , \qquad (2\text{-}47)$$

pour lequel le moment est maximum :

$$C_{max} = \frac{3I_{éq}^2 X_\mu^2}{2\omega_0 (X_\mu + X_2')} . \qquad (2\text{-}48)$$

Après transformations (2-46) prend la forme suivante :

$$C = \frac{2C_{max}}{\frac{g}{g_{max}} + \frac{g_{max}}{g}} . \qquad (2\text{-}49)$$

L'équation (2-49) est analogue par sa forme à celle de la caractéristique mécanique du moteur asynchrone en régime moteur.

Notons que pour la même résistance du circuit rotorique le glissement critique en régime moteur est sensiblement plus grand que le glissement critique en régime de freinage rhéostatique

$$g_c \approx \frac{R_2'}{X_1 + X_2'} \gg g_{max} = \frac{R_2'}{X_\mu + X_2'},$$

étant donné que $X_\mu \gg X_1$.

De plus dans les conditions réelles, quand X_μ diminue et $I_{éq}$ augmente, g_{max} ne reste pas constant quand $I_{éq}$ varie.

Tout en tenant compte de la saturation, on peut construire pour le freinage rhéostatique la courbe $C = f(g)$ par la méthode graphoanalytique d'après le courant $I_{éq}$ et la dépendance $E_1 = f(I_\mu)$ donnés.

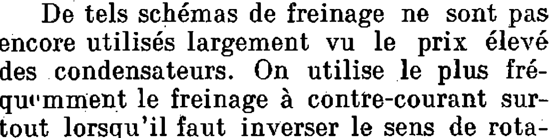
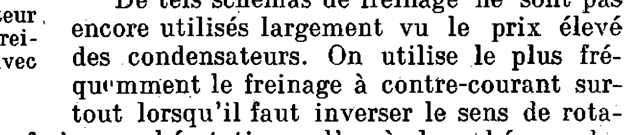



Fig. 2-48. Schéma de connexion d'un moteur asynchrone lors du freinage rhéostatique avec auto-excitation

Parfois on utilise le freinage avec auto-excitation en connectant au stator une batterie de condensateurs, par exemple, selon le schéma indiqué sur la fig. 2-48. Dans ce cas la machine fonctionne en générateur asynchrone en recevant le courant magnétisant des condensateurs C_1, C_2, C_3. Etant excitée du côté du stator, la machine à une vitesse de rotation déterminée produit de l'énergie dégagée sous forme de chaleur dans le circuit rotorique.

De tels schémas de freinage ne sont pas encore utilisés largement vu le prix élevé des condensateurs. On utilise le plus fréquemment le freinage à contre-courant surtout lorsqu'il faut inverser le sens de rotation ou réaliser le freinage rhéostatique d'après les schémas des fig. 2-43 et 2-45 lorsqu'on n'a pas besoin de changer le sens de rotation.

Exemple 2-9. Calculer pour un moteur (type MT-63-10), dont les caractéristiques ont été indiquées dans l'exemple 2-7, les résistances additionnelles qui branchées dans le circuit rotorique font passer à charge nominale les caractéristiques rhéostatiques par les points $g_1 = 0{,}2$ et $g_2 = 0{,}4$. Tracer ces caractéristiques pour le régime moteur et le régime de freinage à contre-courant.

Solution. Puisque pour le même couple le rapport des glissements est égal au rapport des résistances du circuit rotorique, on peut trouver la valeur de la résistance additionnelle requise R_r avec C et g donnés:

$$R_r = R_2\left(\frac{g_r}{g_{nat}} - 1\right).$$

On peut trouver la valeur du couple électromagnétique pour le glissement nominal d'après la caractéristique naturelle du moteur (fig. 2-49). Pour $g = g_n = \frac{600-577}{600} = 0{,}038$

$C_m = 1{,}2$ kNm.

La résistance additionnelle nécessaire pour obtenir $g_1 = 0{,}2$ avec $C = 1{,}2$ kNm

$$R_{r1} = 0{,}0332\left(\frac{0{,}2}{0{,}0383} - 1\right) = 0{,}14 \text{ ohm}.$$

Pour $g_2 = 0{,}4$:

$$R_{r2} = 0{,}0332\left(\frac{0{,}4}{0{,}0383} - 1\right) = 0{,}3132 \text{ ohm}.$$

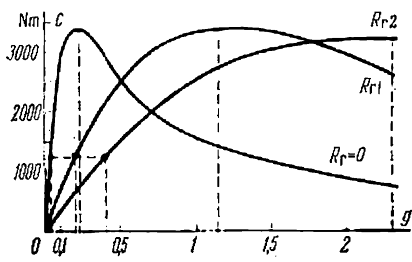


Fig. 2-49. Caractéristiques naturelle ($R_r = 0$) et rhéostatiques (R_{r1}, R_{r2}) d'un moteur asynchrone à rotor bobiné, voir l'exemple 2-9

Il est commode de tracer les caractéristiques rhéostatiques en se servant de la formule

$$g_{r1} = g_{nat\,1}\frac{R_2 + R_r}{R_2},$$

où g_{nat1} est le glissement déterminé par le couple C_1 sur la caractéristique naturelle; g_{r1} le glissement correspondant à la même valeur du couple C_1 suivant la caractéristique rhéostatique.

Les résultats des calculs sont indiqués dans le tableau 2-5.

D'après ce tableau ont été construites les caractéristiques rhéostatiques du moteur (fig. 2-49).

Tableau 2-5

	C, kNm	0	1,2	2,53	3,13	3,18	3,16	3,15	2,74
$R_2 + R_{r1} = 0{,}1732$ ohm $R_2 + R_{r2} = 0{,}3464$ ohm	g_{nat}	0	0,038	0,1	0,18	0,22	0,25	0,3	0,4
	g_{r1}	0	0,2	0,52	0,94	1,15	1,3	1,57	2,09
	g_{r2}	0	0,4	1,04	1,88	2,3	2,61	3,13	4,17

2-11. Caractéristiques mécanique et angulaire d'un moteur synchrone

Les moteurs synchrones tournent à fréquence et à vitesse constantes et pour cette raison ils sont utilisés pour entraîner les machines qui ne demandent pas un réglage de vitesse. Parmi ces machines il faut nommer: les compresseurs, les réfrigérateurs, les pompes, les broyeurs, etc. L'avantage principal du moteur synchrone qui réside dans la possibilité de fonctionner avec un facteur de puissance élevé contribue à étendre de plus en plus l'emploi de ce moteur.

La vitesse d'un moteur synchrone (fig. 2-50,*a*) lors de la marche en régime permanent avec accroissement de la charge sur l'arbre

jusqu'à une certaine valeur ne dépassant pas le couple maximal C_{max} reste rigoureusement constante et égale à la vitesse de synchronisme

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}.$$

Pour cette raison sa caractéristique mécanique se présente sous forme d'une droite parallèle à l'axe des abscisses. Si le couple résistant est supérieur à C_{max}, le moteur peut décrocher et la relation entre ω et C indiquée sur la fig. 2-50,*b* sera perturbée.

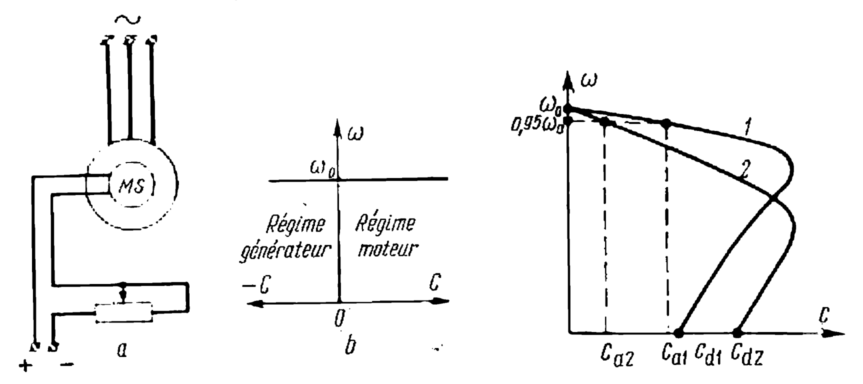


Fig. 2-50. Schéma de connexion (*a*) et caractéristique mécanique (*b*) d'un moteur synchrone

Fig. 2-51. Caractéristiques de démarrage d'un moteur synchrone

Les moteurs synchrones modernes comportent dans le rotor, en plus de l'enroulement principal normal alimenté en courant continu, un enroulement spécial court-circuité de démarrage. A l'aide de ce dernier enroulement le moteur est mis en marche comme un moteur asynchrone et en régime de démarrage il a une caractéristique analogue à celle d'un moteur asynchrone. Sur la fig. 2-51 deux caractéristiques de démarrage d'un moteur synchrone sont indiquées, la caractéristique *1* correspondant au démarrage à couple de démarrage initial réduit C_{d1} et à un fort couple d'accrochage C_{a1}, couple développé à vitesse égale à 0,95 ω_0. A cette vitesse le moteur peut accrocher après la mise en circuit d'un enroulement d'excitation à courant continu.

Si la cage de démarrage a une résistance accrue, le couple de démarrage initial C_{d2} sera plus grand que dans le cas précédent et le couple d'accrochage C_{a2} sera diminué (courbe *2* sur la fig. 2-51). Le choix de l'une des caractéristiques de démarrage indiquées dépend des couples résistants des machines à entraîner.

Lorsque la charge sur l'arbre du moteur est de nature pulsatoire en régime permanent, la valeur de la vitesse instantanée oscille au-

tour de sa valeur moyenne. Ces oscillations ont lieu par suite de la variation de l'angle entre la tension et la f.é.m. de la machine synchrone. Les oscillations de la vitesse ont une importance pratique lorsque le moteur synchrone entraîne une machine à charge pulsatoire, par exemple, un compresseur à piston. Pour résoudre le problème du fonctionnement stable du moteur il faut alors connaître la variation du couple C en fonction de l'angle θ entre la tension et la f.é.m. *).

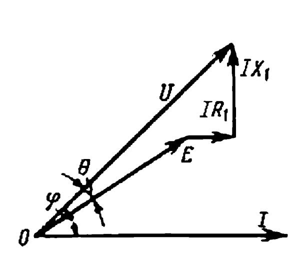


Fig. 2-52. Diagramme vectoriel simplifié d'un moteur synchrone

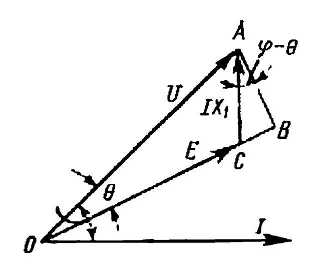


Fig. 2-53. Diagramme vectoriel d'un moteur synchrone pour $R_1 = 0$

La variation du couple d'une machine synchrone en fonction de l'angle entre la tension et la f.é.m. est appelée *caractéristique angulaire.*

Pour trouver l'équation de la caractéristique angulaire examinons le diagramme vectoriel simplifié d'une machine à pôles lisses présenté sur la fig. 2-52. Lorsqu'on néglige les pertes dans la résistance du stator, en admettant $R_1 = 0$ (fig. 2-53), on peut considérer la puissance fournie au moteur synchrone comme égale à la puissance électromagnétique :

$$P = 3IU \cos \varphi, \text{ W}, \tag{2-50}$$

où I et U sont le courant et la tension simples du stator.

Il résulte du diagramme vectoriel (fig. 2-53) que

$$U \cos \varphi = E \cos (\varphi - \theta).$$

En examinant le triangle auxiliaire ABC on voit que

$$\cos (\varphi - \theta) = \frac{AB}{AC} = \frac{U \sin \theta}{IX_1},$$

par conséquent,

$$U \cos \varphi = EU \frac{\sin \theta}{IX_1}.$$

*) Nous exprimerons l'angle θ en degrés électriques.

En introduisant la valeur obtenue dans l'égalité (2-50) et en remplaçant l'angle φ par l'angle θ, on peut écrire l'équation de la puissance électromagnétique

$$P = 3EI_{cc}\sin\theta, \text{ W}, \qquad (2\text{-}51)$$

où I_{cc} est le courant de court-circuit égal à

$$I_{cc} = \frac{U}{X_1},$$

d'où on obtient le couple électromagnétique

$$C = \frac{P}{\omega_0} = \frac{3}{\omega_0} EI_{cc}\sin\theta. \qquad (2\text{-}52)$$

Dans le cas d'une machine à pôles saillants un couple réactif complémentaire apparaît. Mais pour les calculs pratiques on peut le négliger et se servir de la formule (2-52).

Pour $\theta = 90°$ le couple atteint la valeur maximale

$$C_{max} = \frac{3}{\omega_0} EI_{cc}. \qquad (2\text{-}53)$$

Pour cette raison l'équation de la caractéristique angulaire prend la forme suivante:

$$C = C_{max}\sin\theta. \qquad (2\text{-}54)$$

Avec l'accroissement de la charge l'angle θ augmente. Il résulte de (2-54) qu'au début avec l'accroissement de l'angle θ le couple développé par le moteur augmente (fig. 2-54), ce qui satisfait à la condition de fonctionnement stable du moteur. Pour $\theta > 90°$ dans la partie droite de la courbe la condition de fonctionnement stable du moteur est violée car avec l'accroissement de la charge l'angle θ continue à croître, le couple développé par le moteur diminue et conduit à ce que le moteur décroche. La partie gauche de la caractéristique est sa partie utile. La partie droite, où l'angle θ varie entre 90° et 180°, représente la partie instable de la caractéristique.

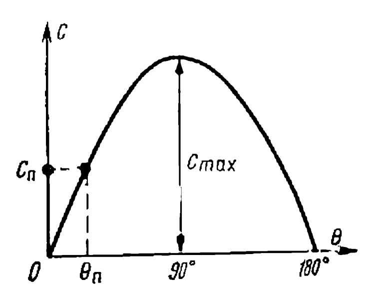


Fig. 2-54. Caractéristique angulaire d'un moteur synchrone

Au couple nominal du moteur C_n correspond pratiquement un angle $\theta_n = 30$ à $25°$. A cela correspond un rapport du couple maximal au couple nominal:

$$\lambda = \frac{C_{max}}{C_n} = 2 \text{ à } 2{,}5.$$

Mais dans des cas spéciaux on utilise des machines synchrones où ce rapport est plus grand, atteignant 3,5 ou même 4.

Un moteur synchrone peut fonctionner en générateur en livrant de l'énergie au réseau et en tournant à vitesse synchrone lorsque le couple résistant sur son arbre a une valeur négative. A ce cas correspond la branche gauche de la caractéristique présentée sur la fig. 2-50.

Un tel régime ne peut pas être utilisé pour le freinage car on ne peut pas obtenir une diminution de la vitesse.

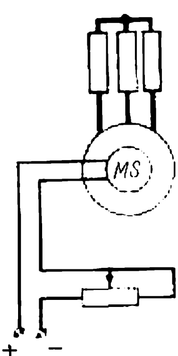


Fig. 2-55. Schéma de principe de connexion d'un moteur synchrone lors du freinage rhéostatique

Généralement on utilise le freinage rhéostatique d'un moteur synchrone pour lequel les enroulements statoriques sont déconnectés du réseau et fermés sur une résistance (fig. 2-55). Dans ce cas les caractéristiques mécaniques sont analogues à celles d'un moteur asynchrone lors du freinage rhéostatique. L'intensité du freinage dépend de la résistance du circuit du stator et de la valeur du flux engendré par le courant de l'enroulement du rotor. Lorsque le circuit d'excitation est alimenté par une excitatrice propre montée sur l'arbre du moteur synchrone, le temps de freinage est plus grand que lors de l'alimentation de ce circuit par une source de courant continu indépendante. Cela s'explique par le fait que pendant la diminution de la vitesse de rotation de l'excitatrice sa f.é.m. diminue et, par conséquent, le courant d'excitation du moteur et le couple de freinage diminuent également.

Le freinage des moteurs synchrones à contre-courant n'est pas utilisé car il est accompagné de forts appels de courant et exige des appareils de commande complexes étant donné la nécessité de débrancher le moteur lorsque sa vitesse approche de zéro.

CHAPITRE III

RÉGLAGE DE LA VITESSE DE ROTATION DES MOTEURS DE COMMANDE

3-1. Principaux indices de réglage de la vitesse des moteurs de commande

Dans l'industrie moderne on trouve un grand nombre de machines fonctionnant à vitesses variables. Dans ce groupe il faut ranger les machines-outils qui travaillent les métaux par enlèvement de matière, les laminoirs, les ponts roulants et les dispositifs de manutention, ainsi que les différentes machines des industries papetière, minière, textile, etc. Dans les machines-outils à travailler les métaux par enlèvement de matière la vitesse du moteur électrique doit être réglée en fonction du métal travaillé, de la qualité de l'outil de coupe, des dimensions des pièces usinées ainsi que d'autres facteurs. Dans les laminoirs pour chaque profil du métal laminé il existe également des vitesses optimales qui déterminent le rendement du laminoir et la qualité des produits. La diminution de la vitesse lors de laminage provoque une diminution du rendement et un accroissement de la dépense d'énergie par suite du refroidissement du métal tandis que l'accroissement excessif de la vitesse diminue la qualité des produits et provoque même l'apparition de pièces défectueuses car avec des vitesses excessives le métal n'arrive pas à remplir les cannelures de cylindres. Dans les ascenseurs, les monte-charges et les mécanismes de transport il faut réduire la vitesse lors de l'approche du point d'arrêt pour assurer une décélération progressive et un arrêt précis à l'endroit requis. La vitesse à laquelle doit tourner un aspirateur de fumée dans une chaufferie est déterminée par la qualité du combustible, son humidité, sa teneur en cendres, les conditions de combustion et le débit demandé à la chaudière.

Dans tous ces mécanismes ainsi que dans de nombreux autres pour obtenir une productivité et une qualité élevées il faut assurer le réglage de la vitesse.

On appelle réglage de vitesse une variation forcée de la vitesse du moteur de commande en fonction des exigences du processus technologique. On ne doit pas confondre la notion de réglage de vitesse avec la variation naturelle de la vitesse qui a lieu dans les systèmes de commande par suite de la variation de la charge sur l'arbre de la machine entraînée. Le réglage de la vitesse est assuré par une action dirigée sur le moteur d'entraînement ou sur le système de transmission vers la machine à entraîner. Cette action peut être exercée par l'homme ou par un dispositif automatique spécial.

Le réglage de la vitesse de la machine entraînée peut être réalisé mécaniquement à l'aide des poulies étagées, d'un jeu de pignons, de systèmes de transmission réglables à friction ainsi que d'autres dispositifs mécaniques.

Dans l'histoire du développement des systèmes de commande les méthodes mécaniques de réglage sont les premières à avoir permis le passage des systèmes de commande non réglables aux systèmes réglables. Mais à l'heure actuelle le réglage électrique est de plus en plus employé car il présente plusieurs avantages comparé au réglage mécanique particulièrement en ce qui concerne les indices techniques et économiques.

A titre d'exemple indiquons la nécessité de passage à la commande réglable des aspirateurs de fumée dans les chaufferies des centrales électriques. Le réglage du débit des aspirateurs de fumée dans les centrales thermiques est réalisé dans la plupart des cas par variation de la position des appareils directeurs, la vitesse du moteur restant constante. Cette méthode n'est pas économique et provoque de fortes pertes d'énergie par suite de l'accroissement de la perte de pression dans la conduite. L'emploi de méthodes rationnelles de réglage du débit des aspirateurs de fumée par variation de la vitesse de rotation permet d'économiser des centaines de milliers de kWh d'énergie électrique.

Le problème du réglage de la vitesse acquiert une importance particulière dans l'économie nationale pour assurer l'accroissement de la production et sa qualité. La solution doit se réaliser par les moyens de la technique moderne selon les méthodes les plus fiables et économiques.

Les principaux indices qui caractérisent les différentes méthodes de réglage des moteurs de commande sont : 1) les limites ou la gamme de réglage ; 2) la progressivité (la souplesse) du réglage ; 3) la rentabilité ; 4) la stabilité de fonctionnement à vitesse donnée ; 5) le sens de réglage de la vitesse (sa diminution ou son accroissement par rapport à la vitesse nominale) ; 6) la charge admissible à différentes vitesses.

1. La *gamme de réglage de la vitesse* est caractérisée par le rapport de la vitesse maximale ω_{max} à la vitesse minimale ω_{min} qui peuvent être obtenues lors du fonctionnement du moteur de commande :

$$D = \omega_{max} : \omega_{min}.$$

Lors de la détermination de la gamme de réglage de vitesse il faut tenir compte des exigences concernant l'écart admissible de la vitesse de rotation du moteur électrique dû à la variation éventuelle du couple résistant.

D est un nombre sans dimension (par exemple, 2 : 1 ; 4 : 1 ; 10 : 1 ; 20 : 1, etc.). Les méthodes modernes de réglage des moteurs de commande permettent d'élargir considérablement la gamme de réglage

de la vitesse de rotation. Les machines de production exigent différentes gammes de réglage. Les machines-outils de coupe en fonction de leur destination fonctionnent dans les limites de réglage $D =$ $= (4:1)$ à $(100:1)$ et même jusqu'à $(1\,000:1)$ et plus. Lors de la fabrication du papier journal ordinaire la machine fonctionne avec limites de réglage $D = 3:1$ et lors de la fabrication du papier de qualité supérieure $D = 20:1$. Certains laminoirs fonctionnent avec $D = (20:1)$ à $(25:1)$.

2. La *progressivité du réglage* est caractérisée par le nombre de vitesses stables obtenues dans la gamme de réglage donnée. Le coefficient de progressivité k_p peut être déterminé par le rapport de deux vitesses voisines lors du réglage:

$$k_p = \frac{\omega_i}{\omega_{i-1}},$$

où ω_i et ω_{i-1} sont les vitesses correspondant aux $i^{\text{ème}}$ et $(i-1)^{\text{ème}}$ échelons de réglage.

La progressivité est d'autant plus élevée que le bond de vitesse lors du passage de la vitesse donnée à la vitesse voisine est plus petit. Plus le nombre de vitesses dans les limites données est grand, plus le réglage est souple. Le passage progressif d'un échelon de réglage à un autre détermine dans de nombreux cas la qualité du produit obtenu.

La progressivité de réglage la plus faible est celle des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit à deux vitesses. Une progressivité élevée de réglage de la vitesse est obtenue par un moteur à courant continu lorsqu'on règle son flux ou la tension appliquée à l'induit. On arrive à réaliser un réglage progressif dans de très larges limites avec un nombre élevé d'échelons du rhéostat de réglage, ce nombre pouvant atteindre plusieurs dizaines.

3. L'*efficacité économique d'un système de commande réglé* se caractérise par les dépenses liées à sa réalisation et à son exploitation. La commande électrique réglée sera d'autant plus rentable qu'elle assurera, avec l'amortissement assez rapide des dépenses, le rendement de la machine entraînée et la qualité du processus technologique les plus élevés. Lors de l'évaluation de la rentabilité d'un système de commande réglable il faut prendre en considération sa fiabilité ainsi que le prix des matériaux et des équipements utilisés pour la fabrication de tel ou tel système de commande. La valeur des pertes énergétiques lors du réglage de la vitesse n'est pas à négliger.

Les pertes de puissance ΔP qui ont lieu au cours du réglage de la vitesse déterminent le rendement du moteur de commande:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P},$$

où P_2 est la puissance sur l'arbre du moteur.

Lors de la marche du moteur dans des intervalles de temps égaux à des vitesses différentes il faut calculer le rendement moyen durant un cycle de réglage comportant m échelons qui est déterminé par l'expression

$$\eta_r = \frac{\sum_{1}^{m} P_2 t}{\sum_{1}^{m} (P_2 + \Delta P)\, t}.$$

Il résulte de cette relation que dans certaines conditions de fonctionnement du système de commande le rendement par cycle peut être très supérieur au rendement calculé sur un échelon quelconque de vitesse.

Les pertes énergétiques dues au réglage ne sont pas les mêmes suivant les méthodes de réglage. Elles sont relativement grandes dans les systèmes où le réglage se fait par les circuits principaux des machines et beaucoup plus petites lorsque le réglage se fait par le circuit d'excitation. Ceci devient compréhensible lorsqu'on se rappelle que la puissance du circuit d'excitation d'une machine est comprise entre 1 et 5 % de la puissance des circuits principaux.

4. La *stabilité de fonctionnement à vitesse donnée* est caractérisée par la variation de la vitesse de rotation pour un écart donné du couple résistant et dépend de la rigidité de la caractéristique mécanique : elle est d'autant plus élevée que la rigidité de la caractéristique est plus grande.

Si lors du réglage de la vitesse la rigidité de la caractéristique varie, la valeur des oscillations de la vitesse autour de la vitesse donnée variera également. La fig. 3-1 montre deux caractéristiques d'un moteur à courant continu à excitation en dérivation lors du réglage de la vitesse à l'aide d'une résistance insérée dans le circuit de l'induit.

Si le couple résistant C_s reste constant, le moteur qui tournait préalablement à vitesse ω_1 tournera après introduction de la résistance additionnelle dans le circuit de l'induit à vitesse ω_2. Mais si le couple résistant oscille dans certaines limites $\pm\Delta C$, la vitesse du moteur ne reste pas constante et oscille autour des valeurs moyennes ω_1 ou ω_2. Les oscillations de vitesse $\Delta\omega$ provoquées par les oscillations de la charge seront d'autant plus grandes que la rigidité de la caractéristique mécanique est plus faible. Cela limite dans de nombreux cas la plage de réglage de la vitesse.

5. Le *sens de réglage de la vitesse*, c'est-à-dire sa diminution ou son augmentation par rapport à la vitesse nominale, dépend des méthodes de réglage *).

---

*) Dans le cas général il s'agit plus précisément du réglage de la vitesse par rapport non seulement à sa valeur nominale mais à une vitesse quelconque

Au cours du réglage à l'aide d'une résistance insérée dans le circuit d'induit d'un moteur à courant continu ou dans le circuit rotorique d'un moteur asynchrone, la vitesse de rotation, pour la marche en moteur, diminue à charge donnée avec l'accroissement de cette résistance. Cela signifie que le réglage à l'aide d'une résistance peut être réalisé seulement dans le sens d'une diminution par rapport à la vitesse nominale.

Par contre, le réglage par diminution du flux magnétique provoque dans les limites des charges normales un accroissement de la vitesse. Dans ce cas le réglage est assuré dans le sens d'un accroissement de la vitesse par rapport à la vitesse nominale.

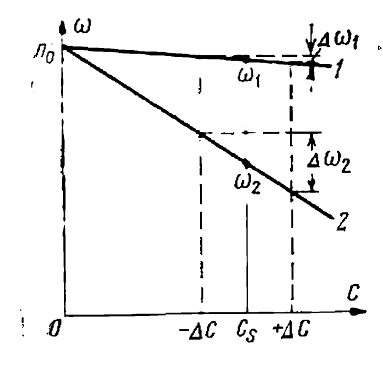


Fig. 3-1. Variation de vitesse pour caractéristiques mécaniques de différente rigidité

6. La *charge admissible du moteur* lors du réglage de la vitesse dépend aussi de la méthode de réglage. La variation du couple résistant en fonction de la vitesse n'est pas la même pour différents mécanismes. Ainsi, de nombreux mécanismes exigent un réglage de vitesse à couple constant. Ce sont : les ponts roulants, les treuils, certains laminoirs, etc. D'autre part, il existe des mécanismes où le réglage de la vitesse se fait à puissance constante. Indiquons, à titre d'exemple, un tour où durant l'usinage d'une pièce donnée il est souhaitable de maintenir constants la vitesse linéaire (ou la vitesse de coupe) et l'effort de coupe. Dans ces conditions le produit de la vitesse de coupe par l'effort fera la puissance constante. On maintient la vitesse de coupe constante par le réglage progressif de la vitesse de rotation du moteur électrique.

En principe, en choisissant convenablement la puissance du moteur on peut assurer une variation quelconque désirée du couple résistant ou de la puissance au cours du réglage de la vitesse. Mais il se peut alors que le réglage de la vitesse du moteur ne sera pas économique, car à différentes vitesses le moteur sera utilisé de façon inégale et pour certaines d'entre elles il sera sous-chargé.

La charge incomplète du moteur réduit les indices d'exploitation du système de commande, car le rendement du moteur diminue alors, et lorsqu'il s'agit du courant alternatif le facteur de puissance

---

de la caractéristique naturelle, y compris la vitesse nominale, qui correspond à la tension et au flux magnétique nominaux, le circuit de l'induit du moteur ne comportant aucune résistance extérieure. Pour simplifier l'exposé nous allons nous limiter au cas particulier important dans la pratique du réglage de la vitesse par rapport à la vitesse nominale du moteur.

diminue également. Il est donc préférable d'utiliser une méthode de réglage pour laquelle le moteur soit autant que possible chargé normalement à toutes les vitesses.

La charge admissible d'un moteur est limitée par son échauffement. Ce dernier, à son tour, dépend des pertes énergétiques dans le moteur qui sont déterminées surtout par l'intensité du courant qu'il absorbe.

Nous arrivons ainsi à la conclusion que la condition requise pour la pleine utilisation du moteur lors de sa marche à différentes caractéristiques de réglage est la constance de l'intensité du courant de charge. Si lors du fonctionnement à toutes les caractéristiques l'intensité du courant est égale à la valeur nominale, cela signifie que le moteur est complètement chargé à toutes les vitesses. On admet alors que les conditions de refroidissement du moteur restent invariables à grande et à faible vitesse de rotation.

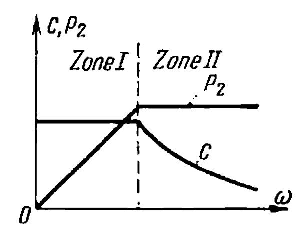


Fig. 3-2. Caractéristiques de deux zones de réglage d'un moteur dérivation

La charge admissible lors du fonctionnement sur les différentes caractéristiques de réglage est déterminée par la valeur du courant nominal et pour différentes méthodes de réglage elle ne sera pas la même.

Etudions, à titre d'exemple, un moteur à courant continu à excitation en dérivation. Il peut avoir deux zones de réglage comme indiqué sur la fig. 3-2. La première zone correspond au réglage à couple constant. En effet, si le réglage est assuré par variation de la résistance insérée dans le circuit principal ou par la variation de la tension appliquée à ce circuit, le flux magnétique du moteur étant constant, à valeur nominale du courant de l'induit la valeur du couple sera constante, car

$$C = k\Phi_n I_n = \text{const.}$$

La puissance sur l'arbre du moteur dans cette zone varie suivant une loi linéaire, car elle est proportionnelle à la vitesse:

$$P_2 = C\omega.$$

La seconde zone correspond au réglage à puissance constante lorsqu'il est assuré par variation du flux magnétique du moteur.

Dans ce cas, le courant étant constant et égal au courant nominal, il faut régler le flux magnétique, avec l'accroissement de la vitesse, suivant une hyperbole, ce qui découle de l'équation (2-4). En résolvant cette équation par rapport au flux magnétique, on

obtient la variation suivante du flux en fonction de la vitesse du moteur :

$$\Phi = \frac{U_n - I_n R}{k\omega} = \frac{A}{\omega}.$$

Ainsi, la variation du couple en fonction de la vitesse dans la seconde zone de réglage est évidente et on a :

$$C = k\Phi I_n = \frac{A'}{\omega}.$$

Il en résulte que la puissance dans cette zone de réglage reste constante car :

$$P_2 = C\omega = \frac{A'\omega}{\omega} = \text{const.}$$

Lors du réglage de la vitesse des moteurs d'autres types la charge admissible est déterminée par des méthodes analogues.

Cependant il faut savoir que dans les moteurs autoventilés, c'est-à-dire dotés d'un ventilateur propre, à la diminution de la vitesse de rotation doit correspondre une diminution des pertes admissibles dans le moteur. A faibles vitesses ces moteurs doivent fonctionner avec des intensités de courant réduites par rapport au courant nominal et, par conséquent, le couple admissible diminue avec la diminution de la vitesse.

Lorsque le moteur entraîne une machine à couple dit de ventilateur, il ne peut pas être complètement chargé à faible vitesse. Le réglage de tels groupes est caractérisé par le fait que le couple augmente avec la vitesse. Pour cette raison on doit choisir la puissance du moteur selon la charge à vitesse maximale. Pour toutes les autres vitesses le moteur sera sous-chargé. Lorsque la vitesse du moteur est réglée par le courant d'excitation, les dimensions du moteur sont particulièrement grandes. En effet, un tel moteur devra développer le couple maximal avec le flux magnétique minimal.

3-2. Réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu à excitation en dérivation

Il résulte de l'équation de la caractéristique de vitesse d'un moteur

$$\omega = \frac{U - IR}{k\Phi}$$

qu'il existe trois méthodes différentes de réglage de sa vitesse :

a) réglage par variation du courant d'excitation du moteur ;

b) réglage par variation de la résistance du circuit d'induit ;

c) réglage par variation de la tension appliquée au moteur.

Le réglage de la vitesse du moteur par variation du courant d'exci-

tation est l'une des méthodes les plus simples et les plus économiques et pour cette raison elle est largement utilisée.

Le réglage est obtenu par augmentation de la vitesse par rapport à la vitesse nominale et le couple admissible du moteur varie suivant une hyperbole tandis que la puissance admissible reste constante.

Aux caractéristiques de vitesse $\omega = f(I)$, lors de la variation du courant d'excitation, correspondent différentes valeurs de la vitesse de marche à vide idéale déterminées à partir de la formule (2-9):

$$\omega_0 = \frac{U}{k\Phi}.$$

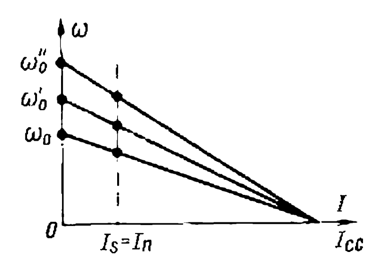


Fig. 3-3. Caractéristiques de vitesse d'un moteur dérivation lors du réglage de la vitesse par variation du courant d'excitation

Sur l'axe des ordonnées (fig. 3-3) est portée la valeur de la vitesse de marche à vide idéale ω_0 pour la caractéristique naturelle, lorsque le flux $\Phi = \Phi_n$. Les valeurs des vitesses de marche à vide idéale avec un flux affaibli ω_0' et ω_0'' se trouvent évidemment au-dessus de ω_0.

Toutes les caractéristiques de vitesse coupent l'axe des abscisses au même point. Ceci découle du fait que pour $\omega = 0$ l'équation d'une caractéristique de vitesse quelconque a la forme:

$$0 = \frac{U - IR_{\text{ind}}}{k\Phi},$$

d'où l'on détermine le courant dans l'induit du moteur

$$I = \frac{U}{R_{\text{ind}}} = I_{\text{cc}}.$$

Par conséquent, pour différents courants d'excitation et pour une vitesse de rotation nulle l'intensité de courant dans le circuit d'induit est égale au courant de court-circuit du moteur. Cette valeur du courant détermine le point d'intersection des caractéristiques de vitesse.

Les caractéristiques mécaniques indiquées sur la fig. 3-4 ont les mêmes valeurs de vitesse de marche à vide idéale que celles des caractéristiques électromécaniques (de vitesse). Cela découle de l'équation (2-13). Mais ces caractéristiques ne se coupent pas en un point sur l'axe des abscisses, car avec la diminution du flux la valeur du couple de court-circuit déterminé par la formule

$$C_{\text{cc}} = kI_{\text{cc}}\Phi$$

diminue également.

Le réglage est économique à puissance constante et les points situés sur la ligne du courant nominal $I_s = I_n$ (fig. 3-3) correspondent à l'utilisation complète du moteur. A cela correspondent les points qui se trouvent sur la courbe hyperbolique du couple résistant C_s comme indiqué en pointillé sur la fig. 3-4.

Lorsque le moteur tourne aux vitesses correspondant aux points qui se trouvent à gauche de la courbe du couple C_s, il sera souschargé ; par contre, la marche aux vitesses situées à droite de cette courbe provoquera la surcharge du moteur.

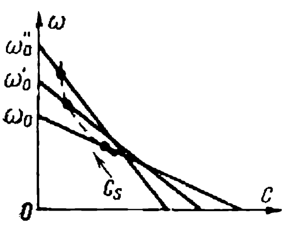


Fig. 3-4. Caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation lors du réglage de la vitesse par variation du courant d'excitation

Il est à noter que pour de faibles charges la vitesse croît avec la diminution du champ tandis que pour de grandes charges elle diminue.

Pour un couple résistant constant (C_s = const) et une charge prolongée il faut choisir le moteur de façon qu'à vitesse maximale le courant d'induit ne dépasse pas le courant nominal. A vitesses réduites il faut dans ce cas admettre la sous-charge du moteur puisque le courant dans l'induit devient inférieur au courant nominal par suite de l'accroissement du flux magnétique.

Généralement les moteurs réglables ont des limites de réglage comprises entre 2 : 1 et 5 : 1. Certaines maisons construisent des moteurs réglables par variation du courant d'excitation dans une gamme plus large de (6 à 8) : 1.

La gamme de réglage est limitée par différents facteurs. Le principal est la dégradation des conditions de la commutation avec l'accroissement de la vitesse, la f.é.m. de réaction qui provoque des étincelles au collecteur étant proportionnelle au courant et à la vitesse, c'est-à-dire que $e_r = cI\omega$. De plus, aux grandes vitesses on doit accroître la résistance mécanique de l'induit. La valeur de la vitesse minimale est limitée par la saturation de la machine.

Exemple 3-1. Construire les caractéristiques $\omega = f(C)$ et $\omega = \varphi(I)$ d'un moteur shunt (type П42) dont $P_n = 1{,}5$ kW, $U = 220$ V, $I_n = 9{,}5$ A, $n = 750$ à 3 000 tr/mn (78,5 à 314 rd/s) pour les valeurs suivantes du courant d'excitation:

$$I_{exc} = I_{exc.n}\,; \quad I_{exc} = 0{,}5 I_{exc.n}\,; \quad I_{exc} = 0{,}2 I_{exc.n}.$$

La résistance de l'induit $R_{ind} = 2{,}76$ ohms, la résistance de l'enroulement d'excitation $R_{exc} = 312$ ohms.

Solution. De la formule (2-4) on trouve :

$$k\Phi_n = \frac{U - I_n R_{ind}}{\omega_n} = \frac{220 - 9{,}5 \cdot 2{,}76}{78{,}5} = 2{,}47 \text{ V·s/rd},$$

où

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 750}{30} = 78,5 \text{ rd/s}.$$

Le courant d'excitation nominal

$$I_{exc.n} = \frac{U}{R_{exc}} = \frac{220}{312} = 0,705 \text{ A}.$$

Fig. 3-5. Courbe d'aimantation d'un moteur du type П42

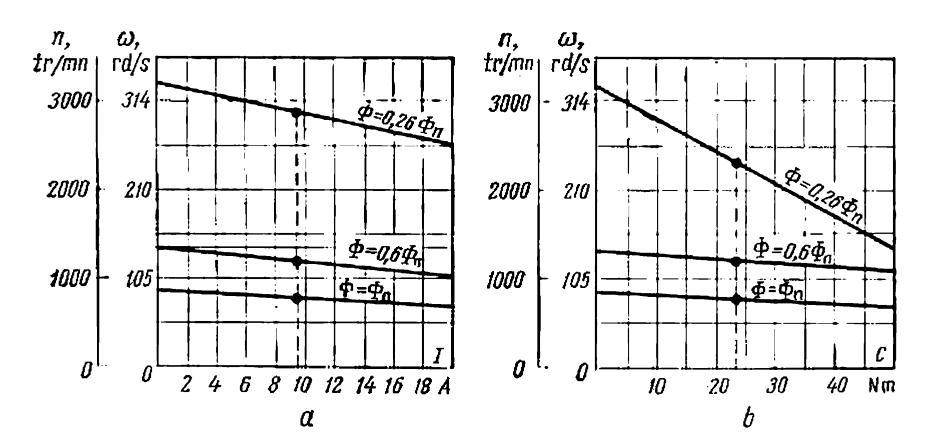


Fig. 3-6. Caractéristiques de vitesse (*a*) et mécaniques (*b*) d'un moteur du type П42

Pour une valeur quelconque de flux magnétique

$$k\Phi = 2,47 \frac{\Phi}{\Phi_n}.$$

D'après la courbe d'aimantation (fig. 3-5) on trouve Φ/Φ_n pour les valeurs données de $\frac{I_{exc}}{I_{exc.n}}$ et on calcule les caractéristiques cherchées. Les résultats des calculs sont indiqués dans le tableau 3-1.

A partir des données de ce tableau on a tracé sur la fig. 3-6 les caractéristiques $\omega = \varphi(I)$ et $\omega = f(C)$.

Tableau 3-1

$I_{exc}/I_{exc.n}$	I_{exc}, A	Φ/Φ_n	$k\Phi$	I, A	C, Nm	n, tr/mn	ω, rd/s
1,0	0,705	1,0	2,47	$\frac{0}{9,5}$	$\frac{0}{23,6}$	$\frac{850}{750}$	$\frac{89}{78,5}$
0,5	0,352	0,6	1,48	$\frac{0}{9,5}$	$\frac{0}{14,0}$	$\frac{1\,420}{1\,250}$	$\frac{149}{131}$
0,2	0,141	0,26	0,643	$\frac{0}{9,5}$	$\frac{0}{6,10}$	$\frac{3\,270}{2\,880}$	$\frac{342}{302}$

Le réglage de la vitesse du moteur par variation de la résistance du circuit d'induit ne demande pas d'explication spéciale. Dans le chapitre II nous avons indiqué la construction des caractéristiques mécaniques rhéostatiques concernant le démarrage du moteur. Les caractéristiques ont une forme analogue lors du réglage de la vitesse par variation de la résistance du circuit d'induit. Il faut noter qu'à la différence d'un rhéostat de démarrage un rhéostat de réglage doit être prévu pour fonctionner de façon continue à plein courant de charge puisque sa résistance est en circuit non seulement pendant une courte durée de démarrage mais aussi pendant tout le temps de marche du moteur à la vitesse requise.

Avec cette méthode de réglage la rigidité de la caractéristique varie ainsi que la stabilité de fonctionnement à la vitesse désirée; la vitesse est réglée dans le sens décroissant par rapport à la vitesse nominale et l'utilisation à pleine charge du moteur en ce qui concerne l'intensité du courant est assurée lors du réglage à couple constant.

La gamme de réglage de la vitesse n'est pas constante et dépend de la charge.

Lors du réglage de la vitesse par introduction d'une résistance dans le circuit d'induit d'un moteur à courant continu ou dans le circuit rotorique d'un moteur asynchrone les pertes de puissance dans ce circuit varient proportionnellement à l'écart de vitesse ou au glissement. C'est ce qui découle des relations énergétiques suivantes:

pour un moteur à courant continu la puissance absorbée par le circuit d'induit est déterminée par l'égalité:

$$P_1 = UI = EI + I^2R.$$

On peut écrire cette dernière équation comme suit:

$$k\Phi\omega_0 I = k\Phi\omega I + \Delta P,$$

d'où

$$\Delta P = k\Phi\omega_0 I \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$$

ou

$$\Delta P = P_1\delta, \qquad (3\text{-}1)$$

où

$$\delta = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}.$$

Ainsi, en réglant la vitesse de rotation par variation de la résistance dans le circuit d'induit, les pertes de puissance dans ce circuit sont proportionnelles à la puissance absorbée et à l'écart de vitesse exprimé en unités relatives. Ainsi, avec un couple résistant constant (par conséquent, à puissance absorbée constante) et avec une diminution de la vitesse de moitié, une moitié environ de la puissance prise au réseau sera dissipée sous forme de chaleur dégagée dans le rhéostat.

Le réglage de la vitesse des moteurs actionnant des machines à couple de ventilateur se distingue par quelques particularités en ce qui concerne les indices énergétiques.

Comme nous avons déjà indiqué le couple développé par le moteur entraînant une machine dont la charge est analogue à celle d'un ventilateur est proportionnel au carré de la vitesse, c'est-à-dire que $C = c\omega^2$ (les pertes dans le ventilateur étant négligées).

La puissance absorbée par le moteur, en négligeant les pertes dans le stator, est :

$$P_1 = C\omega_0$$

ou

$$P_1 = P_{1n}\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 = P_{2n}\frac{\omega_0}{\omega_n}\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2, \qquad (3\text{-}2)$$

où P_{1n} est la puissance absorbée à charge nominale ; P_{2n}, la puissance nominale du moteur (la puissance sur l'arbre) ; ω_0, la vitesse de marche à vide idéale (dans le cas d'un moteur asynchrone c'est la vitesse angulaire de synchronisme) ; ω_n, la vitesse nominale.

La puissance sur l'arbre du moteur est :

$$P_2 = C\omega$$

ou

$$P_2 = P_{2n}\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^3.$$

Les pertes dans le circuit d'induit du moteur *)

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 = \frac{P_{2n}}{\omega_n}\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2(\omega_0 - \omega). \qquad (3\text{-}3)$$

*) Les pertes dans le fer et les pertes mécaniques ne sont pas prises en considération.

En prenant la dérivée première $\frac{d(\Delta P_2)}{d\omega}$ et en l'égalant à zéro, on trouve la vitesse $\omega = \frac{2}{3}\omega_0$ pour laquelle les pertes dans le circuit d'induit sont maximales :

$$\Delta P_{2\max} = \frac{4}{27} P_{2n} \left(\frac{\omega_0}{\omega_n}\right)^3. \qquad (3\text{-}4)$$

L'analyse de la formule (3-3) montre que pour $\omega = 0$ ou $\omega = \omega_0$ les pertes de puissance sont nulles, tandis qu'avec un couple constant sur l'arbre et $\omega = 0$ toute la puissance ($P_1 = UI$) se perd dans le circuit d'induit.

On peut trouver approximativement le rendement du système de commande lors du réglage rhéostatique d'après la formule :

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0}. \qquad (3\text{-}5)$$

Les relations indiquées plus haut montrent que le réglage de la vitesse par introduction d'une résistance dans le circuit d'induit des moteurs entraînant des machines à couple résistant analogue à celui d'un ventilateur est lié à des pertes beaucoup plus faibles que lorsqu'il s'agit des machines à couple résistant constant.

Si, par exemple, on admet que l'écart relatif de vitesse à charge nominale $\Delta\nu_n = 0{,}05$, les pertes rapportées à la puissance nominale et le rendement de la commande sont caractérisés par les chiffres indiqués dans le tableau 3-2.

Tableau 3-2

Vitesse, en % de la vitesse nominale	Puissance du ventilateur, en % de la puissance nominale du moteur	Puissance absorbée par le moteur, en % de la puissance nominale	Pertes dans le circuit d'induit, en % de la puissance nominale du moteur	Rendement
100	100	105,2	5,2	0,95
90	72,9	85,3	12,4	0,855
80	51,2	67,4	16,2	0,76
70	34,3	51,6	17,3	0,665
60	21,6	37,9	16,3	0,57
50	12,5	26,3	13,8	0,475
40	6,4	16,8	10,4	0,38
30	2,7	9,5	6,8	0,285
20	0,8	4,2	3,4	0,19
10	0,1	1,05	0,95	0,095
0	0	0	0	0

A partir des données de ce tableau on a construit sur la fig. 3-7 les courbes de P_1/P_n, P_2/P_n et $\Delta P_2/P_n$ en fonction de la vitesse relative ω/ω_n.

Bien que les pertes de puissance lors du réglage de la vitesse par variation de la résistance du moteur entraînant une machine à couple de ventilateur soient faibles on ne peut pas admettre que cette méthode soit suffisamment économique surtout lorsque les ventilateurs doivent fonctionner pendant un temps prolongé à une

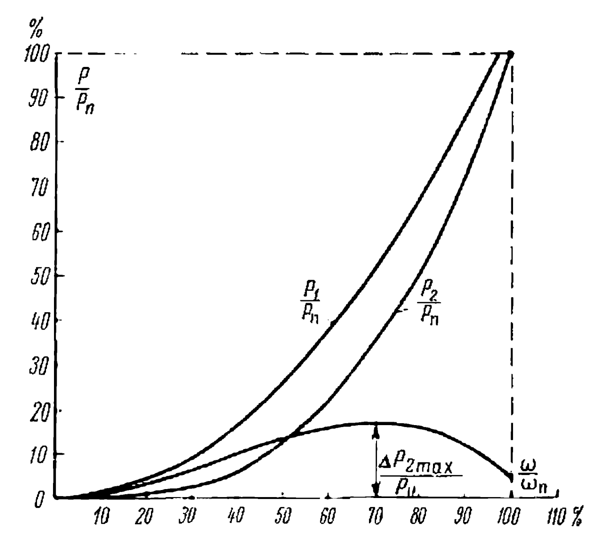


Fig. 3-7. Courbes de P_1/P_n, P_2/P_n et $\Delta P_2/P_n$ en fonction de la vitesse de rotation (en unités relatives)

vitesse inférieure à la vitesse nominale. Pour cette raison on est obligé de rechercher des méthodes de réglage de vitesse plus économiques.

3-3. Réglage de la vitesse d'un moteur dérivation par shuntage de l'induit

Pour obtenir des caractéristiques mécaniques rigides aux faibles vitesses on shunte parfois l'induit par une résistance comme indiqué sur la fig. 3-8. Un tel montage trouve son emploi dans les installations de faible puissance exigeant un réglage de la vitesse et dans les installations plus puissantes surtout pour réduire la vitesse qui précède l'arrêt de la machine. La diminution préalable de la vitesse assure un arrêt plus précis du moteur.

On peut obtenir l'équation de la caractéristique mécanique du moteur du montage de la fig. 3-8 en partant des relations suivantes:

$$U = E + IR_{ind} + I_{sér}R_{sér}; \quad (3-6)$$

$$U = I_{sh}R_{sh} + I_{sér}R_{sér}; \quad (3-7)$$

$$I_{sér} = I + I_{sh}. \quad (3-8)$$

Les désignations des grandeurs entrant dans les relations (3-6), (3-7) et (3-8) sont indiquées sur la fig. 3-8. En déterminant à partir de la formule (3-7)

$$I_{sh} = \frac{U - I_{sér}R'_{sér}}{R_{sh}}$$

et introduisant sa valeur dans (3-8), on obtient l'intensité du courant dans la résistance branchée en série avec le moteur :

$$I'_{sér} = I + \frac{U - I_{sér}R_{sér}}{R_{sh}} = \frac{U + IR_{sh}}{R_{sh} + R_{sér}}. \tag{3-9}$$

En introduisant dans l'égalité (3-6) la valeur du courant $I_{sér}$ extraite de la formule (3-9) et en résolvant cette équation par rapport à E, on obtient :

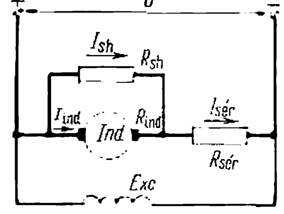


Fig. 3-8. Schéma de shuntage de l'induit d'un moteur dérivation

$$E = U \frac{R_{sh}}{R_{sh} + R_{sér}} - I \left(R_{ind} + \right.$$
$$\left. + \frac{R_{sh}R_{sér}}{R_{sh} + R_{sér}} \right). \tag{3-10}$$

Désignons par A le rapport des résistances

$$\frac{R_{sh}}{R_{sh} + R_{sér}} = A.$$

En divisant le premier et le deuxième membre de l'égalité (3-10) par le coefficient c et en introduisant la valeur de A, on obtient l'équation de la caractéristique de vitesse du moteur pour le cas du shuntage de l'induit :

$$\omega = A\omega_0 - \frac{I}{c} (R_{ind} + AR_{sér}). \tag{3-11}$$

L'équation de la caractéristique mécanique du moteur est :

$$\omega = A\omega_0 - \frac{C}{c^2} (R_{ind} + AR_{sér}). \tag{3-12}$$

En examinant la dernière équation on voit que dans ce cas les caractéristiques mécaniques du moteur sont linéaires.

De plus, la vitesse de marche à vide idéale du moteur sera alors plus petite que lors du réglage de la vitesse à l'aide d'un rhéostat inséré dans le circuit d'induit. En effet, pour $C = 0$ la vitesse sera égale à $A\omega_0$ et on aura toujours :

$$A = \frac{R_{sh}}{R_{sh} + R_{sér}} < 1.$$

La diminution de la vitesse de marche à vide idéale s'explique par le fait qu'en l'absence de courant dans le circuit d'induit la tension appliquée à l'induit ne sera pas égale à la tension du réseau U comme c'est le cas de réglage à l'aide d'un rhéostat. Dans ce cas elle est inférieure à la tension du réseau, la différence étant la valeur de la chute de tension dans la résistance branchée en série, car le courant y circulera même en l'absence de courant dans l'induit.

La fig. 3-9 donne la caractéristique mécanique d'un moteur lors du shuntage de l'induit, cette caractéristique passant par ω_0'. On trouve sur le même dessin la caractéristique naturelle et la caractéristique rhéostatique pour un schéma de branchement ordinaire. En comparant ces caractéristiques, on voit les avantages du montage considéré. En effet, la diminution de vitesse ω_s' est possible avec un schéma ordinaire par passage de la caractéristique naturelle à la caractéristique rhéostatique respective. Mais en comparant la caractéristique rhéostatique avec celle obtenue par le shuntage de l'induit, on voit que cette dernière est beaucoup plus rigide et assure donc, lors des oscillations éventuelles du couple, un réglage plus stable de la vitesse.

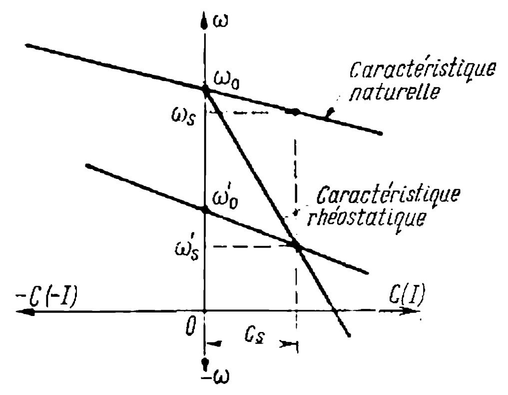


Fig. 3-9. Caractéristique mécanique d'un moteur dérivation lors du shuntage de l'induit

La rigidité de la caractéristique mécanique et la vitesse de la marche à vide idéale dépendent du rapport des valeurs de la résistance en série et de la résistance de shuntage. Si l'on fait varier les résistances $R_{sér}$ et R_{sh} on peut obtenir une autre pente de la caractéristique.

Avec une valeur invariable de la résistance de shuntage R_{sh1} ou R_{sh2} et différentes valeurs de la résistance en série $R_{sér}$ on obtient des familles de caractéristiques ayant un point commun A ou A' (fig. 3-10).

Le point d'intersection des caractéristiques A correspond à un régime où la valeur de la résistance en série n'influe pas sur le courant d'induit, c'est-à-dire que la résistance en série ne sera pas parcourue par le courant. Cela n'est possible que lorsque l'induit tourne à une vitesse supérieure à la marche à vide idéale, c'est-à-dire que la f.é.m. de l'induit compense complètement la tension appliquée

du réseau et la chute de tension intérieure dans l'induit et que

$$E = U + IR_{ind}. \tag{3-13}$$

Dans ce cas le moteur marche en régime de freinage rhéostatique et débite sur la résistance extérieure R_{sh}. La tension aux bornes de l'induit étant U, le courant dans l'induit

$$I = \frac{U}{R_{sh}}. \tag{3-14}$$

En introduisant cette valeur du courant dans la formule (3-13) et en remplaçant E et U par ω et ω_0 qui leur sont proportionnelles, on obtient la valeur de la vitesse au point A :

$$\omega_A = \omega_0 \frac{R_{sh} + R_{ind}}{R_{sh}}. \tag{3-15}$$

Dans les cas limites avec R_{sh} invariable et des résistances variables $R_{sér}$ on obtient deux caractéristiques marquées sur la fig. 3-10 en traits gras.

Lorsque $R_{sér} = 0$, la tension appliquée à l'induit ne dépend pas de la résistance de shuntage et reste invariable et le courant dans l'induit varie. Pour cette raison pour $R_{sér} = 0$ on obtient la caractéristique naturelle du moteur.

Fig. 3-10. Famille de caractéristiques mécaniques à résistance de shuntage fixe et différentes valeurs de la résistance série

Lorsque $R_{sér} = \infty$, cela signifie que le moteur n'est pas alimenté par le réseau et fonctionne en régime de freinage rhéostatique en débitant sur la résistance extérieure R_{sh}. La caractéristique passe alors par l'origine des coordonnées. Sa pente ne dépend que de la valeur de la résistance de shuntage. Il résulte de ce que nous avons dit que toutes les autres caractéristiques pour des valeurs finies quelconques de $R_{sér}$ et pour une résistance invariable donnée de R_{sh} forment une famille de caractéristiques qui se trouvent entre les deux caractéristiques indiquées. Pour une autre valeur de R_{sh} = const et différentes valeurs de $R_{sér}$ on obtient une seconde famille analogue de caractéristiques indiquée sur la fig. 3-10 en pointillé. Toutes les caractéristiques se couperont en un même point A' qui se trouve sur la caractéristique naturelle et correspond à la valeur plus petite $R_{sh} = R_{sh2}$.

On peut construire une autre famille de caractéristiques (fig. 3-11) qui correspondent à une valeur invariable de la résistance branchée en série et à différentes valeurs de la résistance de shuntage.

Cette famille de caractéristiques aura un point commun B_1 où la résistance de shuntage n'influera pas sur le courant dans l'induit. Cette condition ne peut être réalisée que pour une certaine vitesse négative lorsque

$$E = -IR_{\text{ind}}. \qquad (3\text{-}16)$$

Dans ce cas le courant ne passe pas par la résistance de shuntage quelle que soit la valeur de cette dernière, car la différence de potentiel entre les balais de l'induit est nulle. Le moteur absorbera un courant

$$I = \frac{U}{R_{\text{sér}}}. \qquad (3\text{-}17)$$

On peut trouver la vitesse au point B_1 en introduisant la valeur du courant I dans (3-16) et en remplaçant E et U par ω et ω_0, c'est-à-dire que

$$\omega_{B_1} = -\omega_0 \frac{R_{\text{ind}}}{R_{\text{sér 2}}}. \qquad (3\text{-}18)$$

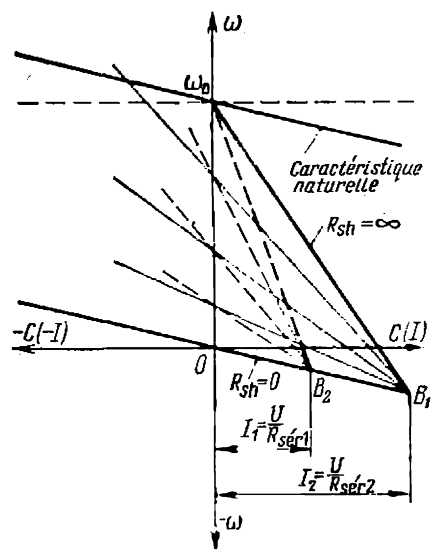


Fig. 3-11. Famille de caractéristiques mécaniques à résistance série fixe et différentes valeurs de la résistance de shuntage

Dans les cas limites avec $R_{\text{sér2}}$ invariable et les résistances R_{sh} variables, on obtient deux caractéristiques tracées sur la fig. 3-11 en traits gras. Si $R_{\text{sh}} = 0$, la caractéristique est parallèle à la caractéristique naturelle et le moteur marche en régime de freinage rhéostatique. La caractéristique passe alors par l'origine des coordonnées. Si $R_{\text{sh}} = \infty$, cela revient à débrancher la résistance de shuntage et, par conséquent, à faire fonctionner le moteur suivant sa caractéristique rhéostatique avec la résistance $R_{\text{sér2}}$. Une telle caractéristique doit passer aussi par le point ω_0. Sa pente et, par conséquent, la position du point B_1 d'intersection des deux caractéristiques dépendent seulement de la valeur de la résistance branchée en série. Les autres caractéristiques pour les valeurs intermédiaires de R_{sh} se coupent au même point et se trouvent entre les deux caractéristiques indiquées.

Pour une autre valeur de $R_{sér1}$ = const et différentes valeurs de R_{sh} on obtient une nouvelle famille de caractéristiques indiquées sur la fig. 3-11 en pointillé. Ces caractéristiques se coupent également en un point commun B_2 qui correspond à une résistance plus grande $R_{sér} = R_{sér1}$. Les limites de réglage de la vitesse dans le cas considéré sont d'environ (3 à 5): 1. Du point de vue économique il est rationnel de régler la vitesse à couple résistant constant, car le flux magnétique reste constant et le courant dans le circuit d'induit peut être maintenu égal au courant nominal. Le montage avec shuntage de l'induit est utilisé dans les systèmes de commande de puissance relativement faible. Généralement on l'utilise pour diminuer préalablement la vitesse afin d'assurer un arrêt plus précis de la machine. Le fonctionnement prolongé avec l'induit shunté n'est pas économique, les pertes d'énergie étant relativement grandes dans les résistances.

Exemple 3-2. Trouver la résistance de shuntage et la résistance additionnelle à insérer dans le circuit d'induit d'un moteur dérivation (type П51) et tracer les caractéristiques passant lors de la marche à vide idéale par les points $\omega_{01} = 0{,}5\omega_0$, $\omega_{02} = 0{,}25\omega_0$ et respectivement à charge nominale par les points $\omega_1 = 0{,}3\omega_n$ et $\omega_2 = 0{,}15\omega_n$. Les caractéristiques du moteur sont indiquées au paragraphe 2-4 (exemple 2-1).

Solution. De l'équation de la caractéristique de vitesse (3-11) on peut trouver l'écart de la vitesse

$$\Delta\omega_{sh} = \Delta\omega_{nat}\left(1 + A\frac{R_{sér}}{R_{ind}}\right),$$

$$A = \frac{\omega_{0sh}}{\omega_0},$$

où $\Delta\omega_{sh} = \omega_{0\,sh} - \omega$ est l'écart de la vitesse du moteur lors du shuntage de l'induit; $\Delta\omega_{nat}$, l'écart de la vitesse à caractéristique naturelle.

Les grandeurs A et $\Delta\omega_{sh}$ sont données et $\Delta\omega_{nat}$ se trouve sur la caractéristique naturelle.

En résolvant l'équation obtenue par rapport à $R_{sér}$, on obtient:

$$R_{sér} = \frac{\Delta\omega_{sh} - \Delta\omega_{nat}}{\Delta\omega_{nat}}\,\frac{R_{ind}}{A}.$$

On trouve la valeur de R_{sh} de l'expression:

$$R_{sh} = \frac{A}{1-A}R_{sér}.$$

Dans ce cas

$$\Delta\omega_{nat} = \Delta\omega_n = \omega_0 - \omega_n = 340 - 314 = 26 \text{ rd/s};$$

$$R_{ind} = 0{,}288 \text{ ohm}.$$

Trouvons R_{sh} et $R_{sér}$:

a) $A_1 = \frac{\omega_{01}}{\omega_0} = 0{,}5$; $\omega_1 = 0{,}3\omega_n = 94{,}2$ rd/s;

$\omega_{01} = 0{,}5\omega_0 = 0{,}5 \cdot 340 = 170$ rd/s;

$\Delta\omega_{sh\,1} = \omega_{01} - \omega_1 = 170 - 94{,}2 = 75{,}8$ rd/s.

La résistance additionnelle à brancher en série :

$$R_{\text{sér } 1}=\frac{\Delta\omega_{\text{sh } 1}-\Delta\omega_{\text{nat}}}{\Delta\omega_{\text{nat}}}\,\frac{R_{\text{ind}}}{A_1}=\frac{75{,}8-26}{26}\,\frac{0{,}288}{0{,}5}=1{,}09 \text{ ohm.}$$

La résistance de shuntage :

$$R_{\text{sh } 1}=\frac{A_1}{1-A_1}\,R_{\text{sér}}=\frac{0{,}5}{1-0{,}5}\,1{,}09=1{,}09 \text{ ohm.}$$

b) $A_2=\frac{\omega_{02}}{\omega_0}=0{,}25$; $\omega_2=0{,}15\omega_n=0{,}15\cdot 314=47{,}1$ rd/s ;

$\omega_{02}=0{,}25\omega_0=0{,}25\cdot 340=85$ rd/s ;

$\Delta\omega_{\text{sh } 2}=85-47{,}1=37{,}9$ rd/s.

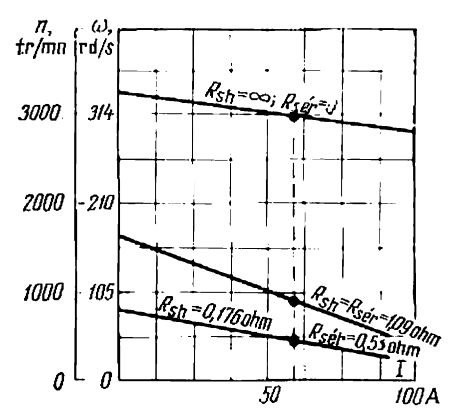


Fig. 3-12. Caractéristiques d'un moteur (type П51) lors du shuntage de l'induit

La résistance additionnelle :

$$R_{\text{sér } 2}=\frac{37{,}9-26}{26}\cdot\frac{0{,}288}{0{,}25}=0{,}53 \text{ ohm.}$$

La résistance de shuntage :

$$R_{\text{sh } 2}=\frac{0{,}25}{1-0{,}25}\cdot 0{,}53=0{,}176 \text{ ohm.}$$

Sur la fig. 3-12 ont été construites la caractéristique naturelle du moteur et ses caractéristiques lors du shuntage de l'induit.

Le réglage de la vitesse d'un moteur par variation de la tension d'alimentation est réalisé à l'aide de systèmes de commande spéciaux, par exemple dans le système génératrice-moteur (groupe Ward-Léonard), dans le système de branchement concordant-discordant des machines électriques, lors de la connexion série-parallèle des moteurs ou dans les systèmes de commande à courant continu avec soupapes contrôlées.

3-4. Réglage de la vitesse d'un moteur à excitation indépendante selon le système génératrice-moteur (Ward-Léonard)

Pour obtenir un réglage progressif de la vitesse d'un moteur à courant continu dans de larges limites on utilise le schéma indiqué sur la fig. 3-13 et appelé système génératrice-moteur (G-M).

Dans ce schéma la génératrice G alimente le moteur M (du type dérivation) actionnant une machine de service MP.

L'induit de la génératrice est connecté directement à l'induit du moteur sans rhéostat de démarrage ou de réglage. Les enroulements d'excitation de la génératrice et du moteur sont alimentés par une excitatrice séparée EX montée souvent sur le même arbre que la génératrice. La génératrice et l'excitatrice tournent à vitesse constante étant entraînées par un moteur à courant alternatif (synchrone ou asynchrone) MA. Dans ce montage la tension aux balais de la génératrice peut être rendue très petite par diminution du courant d'excitation. Cela permet de se passer de rhéostat de démarrage.

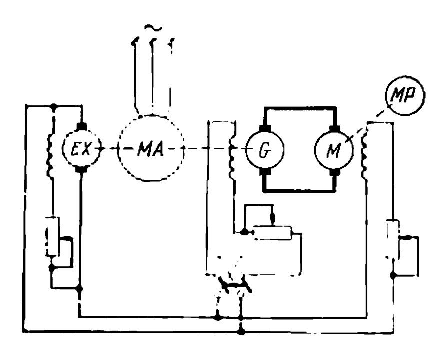


Fig. 3-13. Schéma de principe de réglage de la vitesse d'un moteur à excitation indépendante selon le système G-M

S'il faut inverser le sens de rotation du moteur à courant continu on changera la polarité de l'enroulement d'excitation de la génératrice; en effet on modifie ainsi la polarité aux balais de la génératrice et du moteur et ce dernier change le sens de rotation.

Les appareils de contrôle peuvent être allégés considérablement puisque toutes les opérations sont appliquées aux circuits d'excitation des machines.

Le principal avantage de ce schéma est la possibilité de régler de façon simple et dans de larges limites la vitesse du moteur.

Dans un système ordinaire génératrice-moteur à puissance moyenne les limites de réglage (6: 1) à (8: 1) sont atteintes par variation de la tension de la génératrice G. Les limites de réglage peuvent être élargies par variation du courant d'excitation du moteur M dans le rapport 2: 1 en moyenne. De cette façon les limites générales de réglage atteignent les valeurs $D = (12:1)$ à $(16:1)$.

La gamme de réglage de la vitesse du moteur dans ce système est limitée par les facteurs suivants. La valeur supérieure de réglage, lors de la diminution du champ, est limitée par les conditions de commutation qui deviennent plus mauvaises avec l'accroissement

de la vitesse. La valeur inférieure est limitée par le fait qu'aux faibles vitesses la chute de tension dans le circuit d'induit à pleine charge devient commensurable avec la tension de la génératrice et de petites variations de la charge provoquent de fortes perturbations de la vitesse et même l'arrêt du moteur. De plus, pour de faibles vitesses du moteur, la stabilité de fonctionnement est influencée par l'action démagnétisante de la réaction d'induit de la génératrice.

Le nombre de caractéristiques et, par conséquent, la progressivité de réglage sont déterminés par le nombre d'échelons du rhéostat inséré dans le circuit d'excitation de la génératrice.

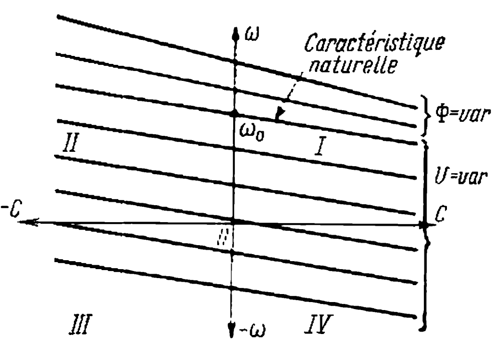


Fig. 3-14. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à excitation indépendante dans le système G-M

Lors du réglage de la tension de la génératrice les caractéristiques mécaniques du moteur sont (lorsqu'on néglige la réaction d'induit) des droites parallèles, la chute de tension dans le circuit des induits des machines restant la même pour toutes les caractéristiques (fig. 3-14). Les caractéristiques dans la partie supérieure de cette figure ne sont plus parallèles car elles sont obtenues pour un flux magnétique affaibli du moteur et une valeur constante de la f.é.m. de la génératrice.

Au cours du réglage de la vitesse par variation de la tension les caractéristiques du système indiqué sont moins rigides que la caractéristique naturelle d'un moteur shunt alimenté par une source à tension constante. Cela s'explique par le fait qu'en plus de la chute de tension interne dans le moteur IR_{m}, la chute de tension interne dans la génératrice IR_{g} influe aussi sur la variation de la vitesse. L'équation de la caractéristique de vitesse pour une valeur donnée de la f.é.m. de la génératrice E_{g} prend ainsi la forme suivante:

$$\omega = \frac{E_{\mathrm{g}} - I(R_{\mathrm{m}} + R_{\mathrm{g}})}{k\Phi_{\mathrm{m}}} \qquad (3\text{-}19)$$

L'équation de la caractéristique mécanique de ce système est:

$$\omega = \frac{E_{\mathrm{g}}}{k\Phi_{\mathrm{m}}} - C\frac{R_{\mathrm{m}} + R_{\mathrm{g}}}{k^2\Phi_{\mathrm{m}}^2}. \qquad (3\text{-}20)$$

La vitesse de marche à vide idéale du moteur $\omega_{0\mathrm{v}}$ d'une caractéristique quelconque est déterminée par la f.é.m. de la génératrice

E_{gv} et la valeur du flux du moteur Φ_m :

$$\omega_{0v} = \frac{E_{gv}}{k\Phi_m}. \tag{3-21}$$

Pour des vitesses dépassant la vitesse de marche à vide idéale (quadrant *II*) le moteur fonctionne en générateur avec retour de l'énergie du moteur à la génératrice. La génératrice du groupe à son tour passe en régime moteur en diminuant la charge du moteur asynchrone et en obligeant parfois ce dernier à rendre de l'énergie au réseau.

Le système génératrice-moteur comporte deux zones de réglage. Le réglage économique par variation de la tension doit être réalisé à couple constant et le réglage par variation du flux du moteur doit se faire à puissance constante.

Exemple 3-3. Le réglage de la vitesse d'un moteur (type П91) est réalisé d'après le système génératrice-moteur. Les caractéristiques du moteur sont indiquées au paragraphe 2-4 (exemple 2-2).

Il faut choisir la génératrice de ce système et tracer les caractéristiques du moteur qui à courant nominal passent par les points correspondant aux vitesses de 1 000, 750, 500 et 250 tr/mn (respectivement 104,8, 78,6, 52,4, 26,2 rd/s). De plus, il faut déterminer la gamme de réglage dans le système à courant d'excitation nominal du moteur en partant de la condition que le courant de charge peut varier temporairement pour atteindre le double de sa valeur.

Solution. La puissance absorbée par le moteur:

$$P_m = U_{mn} I_{mn} \cdot 10^{-3} = 220 \cdot 172 \cdot 10^{-3} = 37{,}8 \text{ kW}.$$

On choisit donc dans un catalogue une génératrice du type П91 de 50 kW, 230 V, 217 A, 1 450 tr/mn, $R_g = 0{,}044$ ohm.

La résistance totale du circuit d'induits des machines

$$R = R_g + R_m = 0{,}044 + 0{,}062 = 0{,}106 \text{ ohm}.$$

Le coefficient

$$c = \frac{U - I_n R_m}{\omega_n} = \frac{220 - 172 \cdot 0{,}062}{104{,}8} = 1{,}95 \text{ V}\cdot\text{s/rd}.$$

La f.é.m. de la génératrice à vitesse nominale et à courant nominal du moteur

$$E_{gn} = c\omega_n + I_n R = 1{,}95 \cdot 104{,}8 + 172 \cdot 0{,}106 = 237{,}2 \text{ V}.$$

La vitesse de marche à vide idéale du moteur

$$\omega_0 = \frac{237{,}2}{1{,}95} = 122 \text{ rd/s}.$$

De façon analogue on détermine les valeurs de ω_0 pour les caractéristiques du moteur passant à courant nominal I_n par les points $\omega_1 = 78{,}6$ rd/s, $\omega_2 = 52{,}4$ rd/s et $\omega_3 = 26{,}2$ rd/s.

On a donc :

$$E_{g1} = c\omega_1 + I_n R = 1{,}95 \cdot 78{,}5 + 172 \cdot 0{,}106 = 182{,}2 \text{ V};$$

$$\omega_{01} = \frac{E_{g1}}{c} = \frac{182{,}2}{1{,}95} = 93{,}6 \text{ rd/s};$$

$$E_{g2} = c\omega_2 + I_n R = 1{,}95 \cdot 52{,}4 + 172 \cdot 0{,}106 = 127{,}7 \text{ V};$$

$$\omega_{02} = \frac{E_{g2}}{c} = \frac{127{,}7}{1{,}95} = 65{,}5 \text{ rd/s};$$

$$E_{g3} = c\omega_3 + I_n R = 1{,}95 \cdot 26{,}2 + 172 \cdot 0{,}106 = 73{,}2 \text{ V};$$

$$\omega_{03} = \frac{73{,}2}{1{,}95} = 37{,}6 \text{ rd/s}.$$

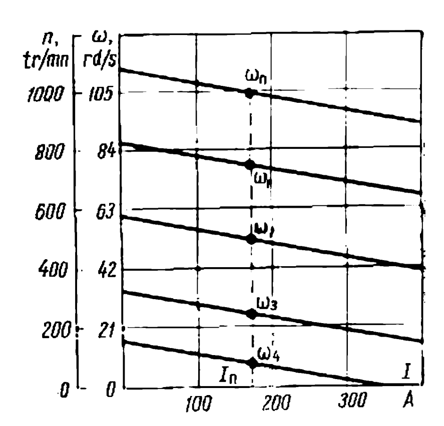


Fig. 3-15. Caractéristiques d'un moteur (type П91) dans le système G-M

D'après les conditions du problème la limite inférieure de réglage de la vitesse du moteur est déterminée par la caractéristique passant par le point $\omega = 0$, $I = 2I_n$. Pour cette caractéristique

$$\omega_{0\,\min} = \frac{E_{g\,\min}}{c} = \frac{2I_n R}{c} = \frac{2 \cdot 172 \cdot 0{,}106}{1{,}95} = 18{,}7 \text{ rd/s}.$$

Pour $I = I_n$ on a $\omega_{\min} = 0{,}5\omega_{0\,\min} = 9{,}35$ rd/s.

A partir des données obtenues on a construit sur la fig. 3-15 les caractéristiques du moteur.

La gamme de réglage est déterminée par le rapport :

$$D = \frac{\omega_n}{\omega_{\min}} = \frac{104{,}8}{9{,}35} \approx 11.$$

Dans le but d'élargir la gamme de réglage des vitesses de rotation, on utilise des schémas de maintien automatique de vitesse pour des charges du moteur très variables de grande précision. Le groupe génératrice-moteur à contre-réaction en vitesse peut servir d'exemple d'un tel schéma (fig. 3-16) *). Dans ce schéma, en bout d'arbre du

---

*) Pour plus de détails sur les réactions et les contre-réactions, voir page 327.

moteur M on monte une génératrice tachymétrique (tachygénérateur TG) qui délivre une tension proportionnelle à la vitesse $\gamma\omega$ du moteur. Cette tension est comparée à la tension pilote U_{pil} recueillie aux bornes du potentiomètre PP. La différence entre les deux tensions après passage par l'amplificateur *Ampl* est appliquée à l'enroulement d'excitation de la génératrice G. Le principe de fonctionnement est le suivant: une diminution éventuelle de vitesse du

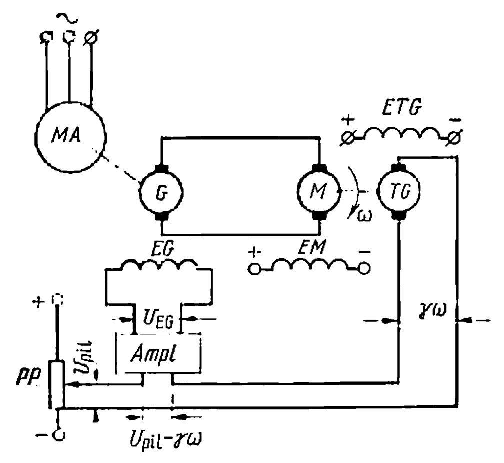


Fig. 3-16. Schéma de principe du système G-M à contre-réaction en vitesse

moteur fait baisser la tension du tachygénérateur et, par suite, élève le courant d'excitation de la génératrice; ceci a pour effet un accroissement de la f.é.m. de la génératrice qui compense la chute de vitesse du moteur. Le degré de compensation de la vitesse est fonction du gain qu'offre l'amplificateur: plus le gain est grand plus l'accroissement de la f.é.m. de la génératrice rapporté à la variation de vitesse du moteur est élevé et partant la caractéristique mécanique du moteur rigide. Parmi les amplificateurs, on choisit le plus souvent les modèles rotatifs, magnétiques et à semi-conducteurs (voir chap. VIII).

Pour le schéma considéré, on peut écrire les équations suivantes:

$$U_{\text{exc}} = (U_{\text{p}} - \gamma\omega)\, k_1; \qquad (3\text{-}22)$$

$$E_{\text{g}} = U_{\text{exc}} k_2; \qquad (3\text{-}23)$$

$$E_{\text{g}} = IR + c\omega, \qquad (3\text{-}24)$$

où k_1 est le coefficient de proportionnalité entre la tension de sortie et la tension d'entrée de l'amplificateur et, par suite, son gain; k_2, le coefficient de proportionnalité entre la f.é.m. de la génératrice et la tension appliquée à son enroulement d'excitation, ou le gain

de la génératrice ; R, la résistance du circuit induit du groupe génératrice-moteur.

Après des transformations simples on obtient :

$$\omega = \frac{U_p k}{1+\gamma k} - \frac{IRk_3}{1+\gamma k} \tag{3-25}$$

ou

$$\omega = \frac{U_p k}{1+\gamma k} - \frac{CRk_3'}{1+\gamma k}, \tag{3-26}$$

où

$$k = k_1 k_2 k_3$$

et $k_3 = 1/c$; $k_3' = 1/c^2$ sont les gains du moteur.

De l'expression (3-26) il découle qu'avec l'accroissement du gain du système, la caractéristique mécanique du moteur devient plus rigide.

A la limite, quand $k \to \infty$, la vitesse du moteur

$$\omega = \frac{U_p}{\gamma} = \text{const}$$

ne dépend plus de la charge.

Donc, le groupe génératrice-moteur à contre-réaction permet d'étendre notablement la gamme de réglage de vitesse, pratiquement jusqu'à (500 à 600) : 1 et plus.

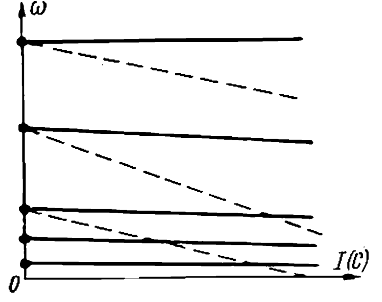


Fig. 3-17. Caractéristiques mécaniques du moteur dans le système G-M à contre-réaction en vitesse

Sur la fig. 3-17 on a donné en traits pleins un exemple de caractéristiques mécaniques du moteur relevées pour le groupe génératrice-moteur à contre-réaction en vitesse. A titre de comparaison, sur la même figure on a porté en traits discontinus les caractéristiques d'un système ouvert.

Grâce aux avantages offerts par ce type de schéma autorisant un contrôle plus souple, des marges de réglage plus étendues et assurant une rigidité satisfaisante des caractéristiques, il a trouvé une large application dans la métallurgie où il entraîne des laminoirs puissants, dans l'industrie mécanique pour la commande électrique des tours, raboteuses, fraiseuses-raboteuses et machines-outils de précision, dans l'appareillage de manutention et autres installations.

Mais le système génératrice-moteur comporte aussi des inconvénients. Parmi eux citons : 1) la servitude d'une double transformation de l'énergie dans le convertisseur rotatif (énergie électrique

du courant alternatif en énergie mécanique, puis énergie mécanique en énergie électrique, cette fois sous forme de courant continu de tension variable), d'où des grandes pertes de rendement; 2) la présence de trois machines dont la puissance globale est triple de celle du moteur à régler; 3) le grand encombrement de l'ensemble, l'exigence de fondations pour les machines du groupe convertisseur; 4) investissements et frais d'exploitation exorbitants.

L'utilisation de soupapes à gaz et à semi-conducteurs permet de se passer du convertisseur rotatif et d'obtenir un système fiable de régulation à rendement supérieur n'exigeant pas de matériaux déficitaires, ainsi que de socle et dont l'exploitation est plus aisée.

3-5. Système de commande à courant continu avec convertisseurs ioniques

Afin de pouvoir régler la vitesse dans de larges limites on utilise aussi les systèmes de commande à courant continu avec alimentation par convertisseurs ioniques contrôlés. Un tel système de commande peut utiliser des moteurs à excitation dérivation ou série.

Dans les systèmes de commande à convertisseurs ioniques on utilise comme redresseurs des thyratrons, des soupapes à vapeur de mercure à grille de réglage, des soupapes à vapeur de mercure à allumage périodique (des ignitrons), ainsi que des redresseurs à semi-conducteurs.

Le système comprenant le moteur à courant continu et le convertisseur ionique qui l'alimente est parfois appelé commande ionique. Le convertisseur ionique dans un tel système sert non seulement à redresser le courant alternatif, mais assure aussi le contrôle du moteur, c'est-à-dire le réglage de la vitesse, le démarrage, le freinage, etc. On y arrive en faisant varier la tension redressée par l'emploi de grilles de commande qui règlent l'instant d'amorçage de l'arc dans les soupapes.

Le principe du réglage par grille est basé sur le fait que lorsqu'une tension négative (de blocage) est appliquée à la grille, l'arc aux anodes principales ne s'amorce pas et le courant ne passe pas de l'anode vers la cathode.

L'allumage de l'arc aux anodes de la soupape a lieu à l'instant où la tension négative (de blocage) appliquée à la grille diminue ou est remplacée par une tension positive.

La relation entre le potentiel de la grille U_k, pour lequel la soupape commence à laisser passer le courant, et la tension anodique U_a (fig. 3-18) est appelée caractéristique de démarrage.

Avec une tension anodique sinusoïdale le diagramme de démarrage a la forme indiquée sur la fig. 3-19. U_a désigne la demi-onde positive de la tension anodique et U_k la caractéristique de démarrage. Cette caractéristique a été construite à partir des valeurs

instantanées de la tension anodique et des potentiels d'allumage qui sont liés entre eux par la relation indiquée sur la fig. 3-18.

Dans les petites portions initiale et finale de la demi-onde positive de la tension anodique il faut, pour l'allumage de l'arc, appliquer à la grille une tension positive, tandis que dans l'autre partie de l'alternance l'allumage de l'anode peut avoir lieu avec une tension de grille négative.

L'intersection de la caractéristique de démarrage avec la courbe de la tension de grille U_g détermine l'instant de l'allumage de l'arc.

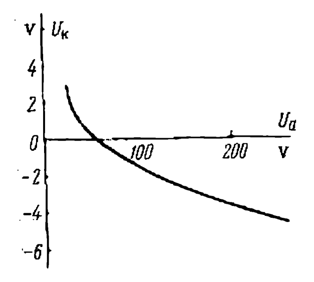


Fig. 3-18. Caractéristique de démarrage d'un thyratron

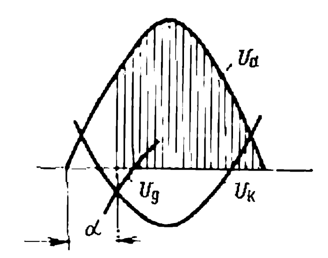


Fig. 3-19. Diagramme de démarrage U_K pour une tension anodique sinusoïdale U_a

L'instant de l'allumage est généralement compté d'après l'angle de réglage α. L'arc amorcé dans la soupape ne dépend plus de la tension appliquée à la grille et existe tant que la tension à l'anode est positive. En réglant, à l'aide de la grille, l'instant de l'allumage de l'arc, c'est-à-dire en faisant varier la valeur de l'angle α, on peut régler les valeurs moyennes de la tension redressée depuis la valeur maximale jusqu'à zéro.

Parmi le grand nombre des schémas de commande par variation de la tension de grille, les plus employés sont ceux à variation de la phase de la tension de grille. En particulier, on peut obtenir un tel schéma avec un régulateur de phase à induction alimenté par le même réseau alternatif que les circuits anodiques. De plus, dans les schémas modernes de commande à convertisseurs ioniques par variation de la tension de grille on utilise des régulateurs de phase statiques d'utilisation plus commode dans les schémas de commande automatique.

Dans le schéma simplifié de la fig. 3-20 l'alimentation du circuit de grilles se fait par le régulateur de phase *RP* qui est un moteur asynchrone triphasé freiné. La demi-onde négative de la tension de grille sert de tension de blocage. Le diagramme des tensions d'anode et de grille pour un seul thyratron est présenté sur la fig. 3-21. Pour

simplifier on a tracé la caractéristique de démarrage sous forme d'une droite.

La valeur moyenne de la tension redressée lors de la marche à vide du redresseur, les grilles étant complètement débloquées ($\alpha = 0$), est :

$$U_0 = \frac{m}{\pi} \sqrt{2}\, U \sin \frac{\pi}{m}, \tag{3-27}$$

où U est la valeur efficace de la tension alternative; m le nombre de phases redressées.

Lorsque la soupape fonctionne dans le montage de la commande ionique, la valeur moyenne de la f.é.m. du moteur pour une courbe continue du courant est déterminée par l'équation:

$$E = U_0 \cos \alpha - \Delta U - IR_{éq}, \tag{3-28}$$

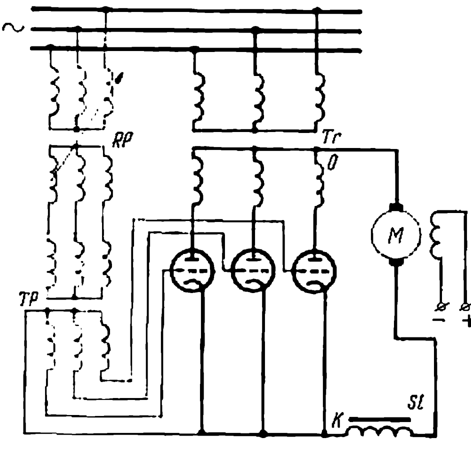


Fig. 3-20. Schéma de commande avec thyratrons et régulateur de phase

où α est l'angle d'allumage (de réglage); ΔU, la chute de tension dans l'arc; I, la valeur moyenne du courant redressé traversant l'induit du moteur; $R_{éq}$, la résistance équivalente du circuit d'induit qui est:

$$R_{éq} = \frac{X_{tr} m}{2\pi} + R_{tr} + R_{ind}.$$

L'expression de $R_{éq}$ comporte la résistance et la réactance du transformateur R_{tr} et X_{tr} et la résistance du circuit d'induit du côté du courant redressé R_{ind}. La réactance $X_{tr}m/2\pi$ prend en compte la chute de tension due à la superposition (ou passage simultané) des courants lors du passage de l'arc d'une anode à une autre. Elle augmente la chute de tension et diminue le facteur de puissance du système.

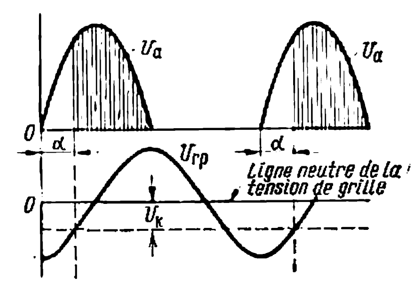


Fig. 3-21. Diagramme de tensions anodique et de grille dans le montage avec un régulateur de phase

La formule (3-28) est valable lorsque la soupape débite sur une charge active avec $\alpha < \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right)$.

Pour les angles $\alpha > \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right)$ la valeur moyenne de la tension redressée est :

$$U_0 = \frac{m}{2\pi} \sqrt{2} U \left[1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\right] - \Delta U - IR_{\text{éq}}. \qquad (3\text{-}29)$$

L'équation de la caractéristique de vitesse du moteur est déterminée de (3-28) par la formule

$$\omega = \frac{U_0 \cos\alpha - \Delta U - IR_{\text{éq}}}{k\Phi_{\text{m}}}, \qquad (3\text{-}30)$$

et l'équation de la caractéristique mécanique par la formule

$$\omega = \frac{U_0 \cos\alpha - \Delta U}{k\Phi_{\text{m}}} - C\frac{R_{\text{éq}}}{k^2\Phi_{\text{m}}^2}. \qquad (3\text{-}31)$$

Les caractéristiques mécaniques du moteur dérivation alimenté par un convertisseur (fig. 3-22) sont analogues aux caractéristiques du moteur que l'on obtient dans le système génératrice-moteur, mais comportent certaines particularités.

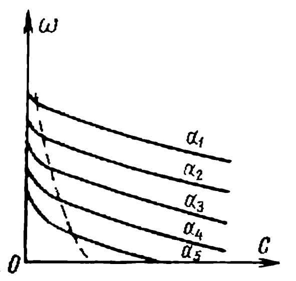


Fig. 3-22. Caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation alimenté par un convertisseur ionique

Ces caractéristiques ont une pente plus grande (une rigidité plus petite) par suite de la chute accrue de la tension dans le redresseur provoquée surtout par la chute inductive de la tension dans le transformateur. De plus, lors du passage des faibles charges à la marche à vide une montée brusque de la caractéristique a lieu puisque dans le redresseur commence un régime de courants intermittents. Plus la gamme de réglage du redresseur est large (plus l'angle de réglage α est étendu), plus la valeur du courant pour laquelle commence la montée brusque de la vitesse est grande. Lors de la commande automatique par variation de l'angle α on peut obtenir une marche plus douce des caractéristiques et une rigidité plus grande de la caractéristique mécanique jusqu'à la marche à vide.

Le schéma de principe d'une commande ionique à thyratrons est représenté sur la fig. 3-20. Un moteur à courant continu *M* est alimenté par trois thyratrons insérés dans le circuit secondaire du transformateur *Tr*. Les thyratrons, comme les soupapes à vapeur de mercure, sont généralement branchés sur le réseau par l'intermédiaire de transformateurs. L'utilisation des transformateurs s'explique par la nécessité d'obtenir une tension déterminée du côté redressé. Le moteur est connecté au point neutre *O* du transformateur et au point commun *K* des cathodes des thyratrons. Une

bobine d'arrêt (une self) *Sl* est branchée dans le circuit du moteur pour lisser les ondulations du courant.

Comme nous l'avons déjà indiqué le réglage de la tension de grille est réalisé par le régulateur de phase *RP*. Entre les grilles et le régulateur de phase sont branchés les transformateurs dits de pointe *TP* qui permettent d'obtenir une variation plus brusque de la tension de grille et, par conséquent, une détermination plus précise de l'instant de l'allumage du thyratron. Les circuits de chauffage des thyratrons sont connectés à des enroulements spéciaux du transformateur qui ne sont pas indiqués sur le schéma.

Le branchement d'un moteur par l'intermédiaire d'une soupape hexaphasé à vapeur de mercure est indiqué sur le schéma de la fig. 3-23.

Dans les cas où le contrôle ionique est utilisé pour les commandes réversibles et réglables, il faut prévoir un dispositif de commutation spécial dans le circuit d'induit du moteur ou un jeu complémentaire de soupapes. La nécessité de renverser le sens de rotation et de freiner le moteur avec récupération d'énergie dans le réseau exige la mise des soupapes en régime dit d'onduleur lorsqu'au point neutre du transformateur est connecté le pôle positif de la machine fonctionnant en générateur et lorsque la soupape transforme le courant continu en courant alternatif qui revient au réseau. Pour cette raison, lors du passage de la marche en moteur à la marche en générateur il faut changer la polarité dans le schéma (fig. 3-24). La mise en circuit d'une soupape et le blocage simultané de l'autre y sont réalisés également à l'aide des grilles de contrôle.

Le schéma de renversement du sens de rotation du moteur peut être réalisé avec un seul appareil à soupape mais avec emploi d'un commutateur dans le circuit d'induit comme indiqué sur la fig. 3-25. Ce schéma présente l'avantage que la puissance installée des soupapes est deux fois plus petite que dans le schéma à connexion croisée. De plus, lors du fonctionnement de ce montage les courants d'équilibrage qui existent dans le montage de la fig. 3-24 sont absents. Bien que les commutations selon le schéma de la fig. 3-25 puissent se faire presque sans courant car à l'instant de la commutation la soupape est facilement bloquée à l'aide des grilles, pour les installations de commande puissantes l'appareillage de contrôle dans le circuit force est encombrant.

En plus des montages indiqués on peut réaliser un montage avec une soupape dans le circuit d'induit et deux soupapes dans le circuit d'excitation (fig. 3-26) pour que l'inversion du sens de marche ait lieu par changement du sens du courant dans l'enroulement d'excitation du moteur de commande.

Au lieu de deux soupapes dans le circuit d'excitation on peut en utiliser une seule avec un commutateur comme pour le circuit d'induit du schéma indiqué sur la fig. 3-25. L'avantage consiste

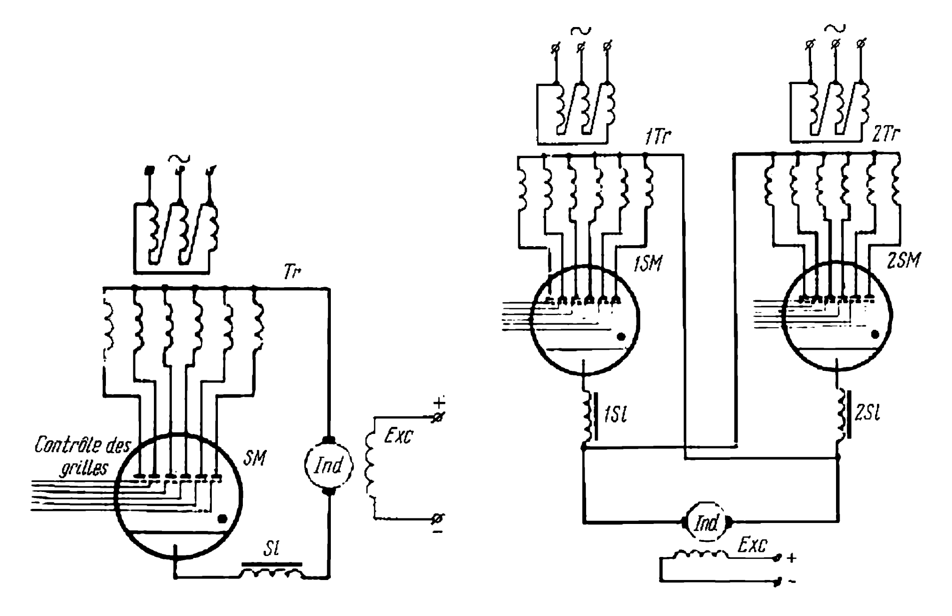


Fig. 3-23. Schéma de connexion d'un moteur par l'intermédiaire d'une soupape hexaphasée à vapeur de mercure

Fig. 3-24. Schéma d'alimentation d'un moteur par deux soupapes commandées à connexion croisée

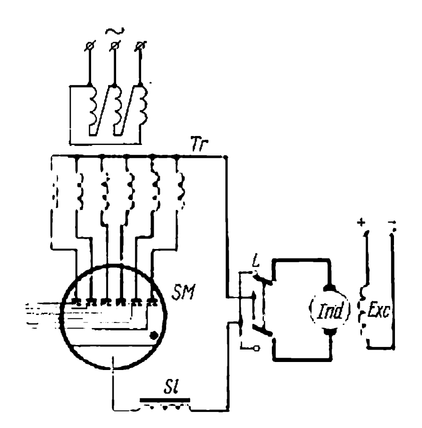


Fig. 3-25. Schéma d'alimentation d'un moteur avec commutateur dans le circuit d'induit

en ce que les commutations sont faites dans le circuit d'excitation dont la puissance est égale seulement à quelques pour cent de la puissance du circuit d'induit. Le défaut de ce mode de commande est dans l'allure traînante des régimes transitoires d'un tel système électrique pendant le renversement de marche du moteur due à la diminution du couple moteur lors de la variation (diminution) du courant d'excitation.

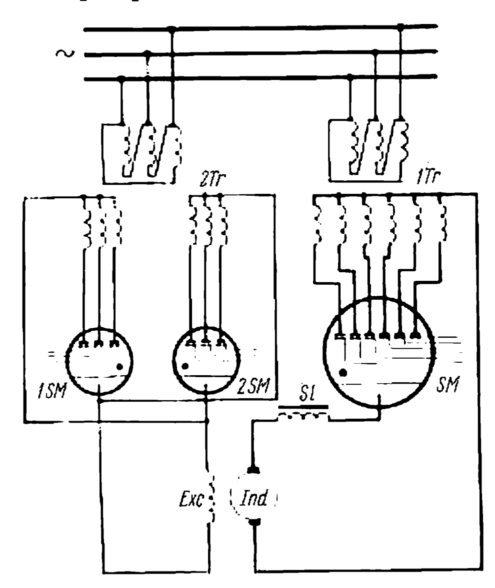


Fig. 3-26. Schéma de connexion d'un moteur à une soupape dans le circuit d'induit et à deux soupapes dans le circuit d'excitation

Le système de commande à convertisseur ionique permet de régler la vitesse dans de larges limites et d'obtenir certaines caractéristiques spéciales, tout comme avec le groupe génératrice-moteur, dans les systèmes fermés de réglage, par introduction des contre-réactions requises. Il trouve son emploi là où on installe des moteurs de commande à courant continu puissants et, tout d'abord, au lieu du groupe Ward-Léonard.

Les principaux avantages du système de commande à convertisseurs ioniques sur le système mentionné plus haut sont les suivants: prix moindre de l'équipement, dimensions plus réduites de l'installation et absence de fondation pour le groupe convertisseur, économie en métaux non ferreux, rendement plus élevé et système de contrôle non inertiel.

Le principal défaut du dispositif de commande ionique est la diminution considérable du facteur de puissance lors d'un réglage étendu car le cos φ diminue à peu près proportionnellement à la diminution de la vitesse du moteur:

$$\cos\varphi \approx \cos\alpha \approx \frac{\omega_{\alpha 0}}{\omega_0}, \qquad (3\text{-}32)$$

où $\omega_{\alpha 0}$ est la vitesse de la marche à vide idéale pour un angle d'allumage égal à α; ω_0, idem pour $\alpha = 0$.

Il existe des montages à convertisseurs ioniques, où même avec une gamme de réglage assez étendue de la vitesse du moteur on peut obtenir un facteur de puissance relativement élevé.

De plus, on peut régler la vitesse des moteurs à courant continu, par variation de la tension d'alimentation, à l'aide de bobines de saturation et de soupapes non contrôlées.

A l'heure actuelle au lieu des thyratrons et des soupapes à vapeur de mercure, pour régler la vitesse des moteurs à courant continu on utilise de plus en plus souvent les redresseurs contrôlés à semi-conducteurs (thyristors) (voir ch. VIII).

3-6. Réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu à excitation série

Avec le moteur à excitation série, comme avec le moteur à excitation en dérivation, on peut utiliser trois méthodes de réglage de la vitesse, à savoir:

a) le réglage à l'aide d'une résistance insérée dans le circuit d'induit;

b) le réglage par variation du courant d'excitation;

c) le réglage par variation de la tension d'alimentation.

Cela découle de l'équation de la caractéristique de vitesse du moteur

$$\omega = \frac{U - IR}{k\Phi}.$$

Réglage de la vitesse par variation de la résistance du circuit d'induit. En introduisant une résistance en série avec l'induit du moteur on peut régler sa vitesse en la diminuant par rapport à la vitesse nominale. La rigidité de la caractéristique diminue alors au fur et à mesure de l'accroissement de la résistance. La gamme de réglage de la vitesse ne dépasse pas (2 à 3) : 1 et dépend de la charge. Le réglage de la vitesse par variation de la résistance connectée en série, dans les conditions de l'utilisation complète du moteur à toutes les vitesses, doit se faire à couple résistant constant, ce qui correspond au fonctionnement du moteur à courant d'induit constant, égal au courant nominal. Malgré les pertes importantes dans les rhéostats, cette méthode trouve son emploi dans les ponts roulants et les moteurs de traction car c'est la méthode la plus simple pour les moteurs à excitation série utilisés dans ces genres de commande qui fonctionnent par intermittence.

Le réglage de la vitesse par variation du courant d'excitation est réalisé lorsqu'il faut étendre les gammes de réglage par accroissement de la vitesse au-dessus de la vitesse nominale.

Les enroulements d'excitation et d'induit étant connectés en série, il est impossible d'utiliser le réglage simple par action sur le flux d'excitation de la machine, qui est le principal mode de réglage des moteurs à excitation en dérivation. Dans ce cas on doit faire varier le courant d'excitation en shuntant l'induit ou l'enroulement d'excitation du moteur.

Dans de pareils systèmes il est possible d'obtenir des caractéristiques mécaniques plus rigides et par conséquent d'étendre la gamme de réglage. Dans le paragraphe suivant nous examinerons différents schémas permettant de shunter l'induit et l'enroulement d'excitation du moteur, utilisés pour le réglage de la vitesse.

Le réglage de la vitesse par variation de la tension appliquée peut être réalisé à l'aide d'un générateur séparé ou par branchement série-parallèle des moteurs. Avec le branchement série-parallèle des deux moteurs on peut obtenir deux échelons de vitesses grâce à la variation de la tension appliquée à chacun des moteurs *).

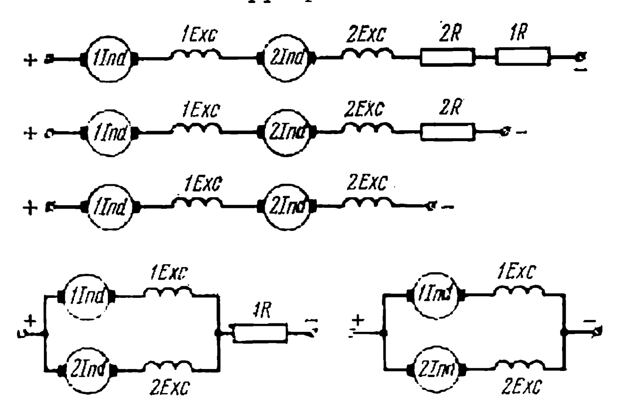


Fig. 3-27. Ordre de commutation lors du réglage de la vitesse de deux moteurs série identiques

Ce mode de réglage est adopté lorsqu'une machine est actionnée simultanément par deux moteurs de puissance unitaire égale à la moitié de la puissance requise. On utilise deux moteurs au lieu d'un seul pour différentes raisons : le plus souvent lorsqu'on veut réduire les temps de démarrage et de freinage par diminution du moment de giration total (voir ch. V) ou dans le but d'une plus grande fiabilité si l'on peut exécuter le travail à puissance réduite, c'est-à-dire avec un seul moteur, ou enfin lorsqu'il est plus commode d'installer deux moteurs de dimensions réduites au lieu d'un seul plus grand. Un tel système de commande trouve son emploi dans les puissants ponts roulants des usines métallurgiques, les dispositifs de transport, les tramways, les monte-charge des hauts fourneaux, la commande des puissantes cisailles à métaux et autres mécanismes. Deux moteurs de puissance identique actionnent alors un arbre commun.

L'emploi du système de couplage série-parallèle presente des avantages économiques. Lors du branchement en série chaque moteur

*) Un tel schéma peut être utilisé pour plusieurs moteurs ainsi que pour les moteurs shunt ou compound.

reçoit la moitié de la tension du réseau. Lorsque les moteurs sont couplés en parallèle, chacun d'eux se trouve sous la pleine tension du réseau. De cette façon on obtient deux échelons de réglage sans pertes complémentaires et inutiles de l'énergie. Lorsque la vitesse diminue de moitié le rôle de la résistance qui doit absorber la tension est joué par le second moteur qui absorbe l'énergie de façon utile. Pour obtenir des échelons de réglage intermédiaires on peut introduire dans le circuit d'induit une résistance additionnelle.

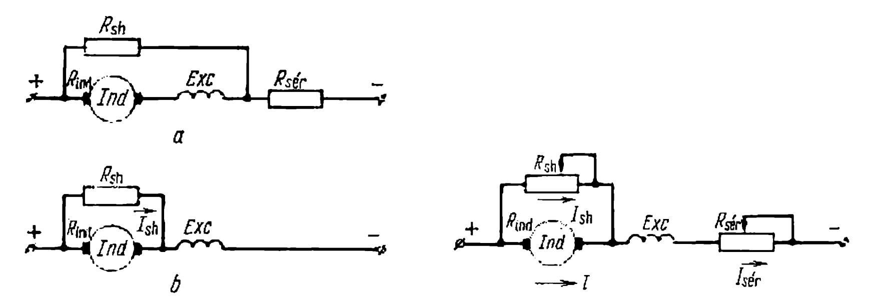


Fig. 3-28. Schéma de shuntage de l'induit d'un moteur série

Fig. 3-29. Schéma de réglage de la vitesse d'un moteur série par shuntage de l'induit

La fig. 3-27 montre les schémas de principe de connexion avec lesquels on obtient cinq échelons de réglage dont deux sans pertes dans les résistances. Pour utiliser complètement les moteurs ce réglage doit se faire à couple résistant constant.

3-7. Réglage de la vitesse d'un moteur série par shuntage de l'induit ou de l'enroulement d'excitation

Le réglage de la vitesse de rotation d'un moteur en la diminuant par rapport à la vitesse nominale peut être obtenu par shuntage de l'enroulement d'induit. Les schémas possibles de shuntage de l'induit sont indiqués sur les fig. 3-28 et 3-29.

La diminution de la vitesse du moteur dans le schéma de la fig. 3-28,*a* est provoquée par la chute de tension dans la résistance $R_{\text{sér}}$ traversée par un courant qui est la somme du courant de charge I et du courant dans le shunt I_{sh}. Mais pour de faibles charges les caractéristiques se rapprochent toujours asymptotiquement de l'axe des ordonnées et, par conséquent, ont une faible rigidité.

Des caractéristiques plus favorables à ce point de vue sont obtenues avec le schéma représenté sur la fig. 3-28,*b*. La diminution de la vitesse est due à l'accroissement du flux grâce au courant accru traversant l'enroulement d'excitation.

Dans ce cas les caractéristiques présentent des vitesses finies de marche à vide idéale et coupent l'axe des ordonnées. La vitesse

de marche à vide idéale est d'autant plus petite que la valeur de la résistance du shunt R_{sh} est plus faible. Pour cette raison les vitesses pour de faibles valeurs de la charge sout situées beaucoup plus bas que dans le cas de caractéristiques rhéostatiques ordinaires et la rigidité des caractéristiques augmente.

En effet, si le courant de charge $I = 0$, la f.é.m. du moteur

$$E = k\Phi\omega_0 = I_{sh}R_{sh}$$

et la vitesse du moteur est déterminée par l'égalité :

$$\omega_0 = \frac{I_{sh}R_{sh}}{k\Phi}. \qquad (3\text{-}33)$$

En négligeant la saturation et en admettant $\Phi = \alpha I_{sh}$ on obtient :

$$\omega_0 = \frac{R_{sh}}{\alpha k} = k' R_{sh}. \qquad (3\text{-}34)$$

La diminution de la vitesse est pratiquement limitée par la saturation du moteur lors de l'accroissement du courant d'excitation, ce qui est un défaut du schéma.

Le schéma de la fig. 3-29 combine les particularités des deux schémas précédents. Un tel schéma permet de régler la vitesse simultanément par diminution de la tension appliquée aux bornes de l'induit et par variation du flux. En effet, pour un courant de charge donné I on peut obtenir différentes valeurs du courant d'excitation $I_{sér} = I + I_{sh}$ si l'on fait varier la résistance R_{sh}. La vitesse du moteur peut être réglée en la diminuant dans des limites assez larges qui dépendent du rapport des résistances R_{sh} et $R_{sér}$ et de la saturation de la machine.

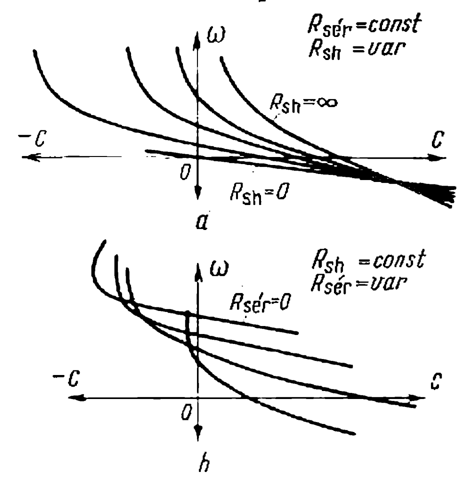


Fig. 3-30. Famille de caractéristiques mécaniques d'un moteur série lors du shuntage de l'induit

Dans ce cas on assure une diminution considérable de la vitesse et les caractéristiques mécaniques présentent alors une grande rigidité. La fig. 3-30 montre les caractéristiques mécaniques pour ce schéma.

Comme dans le cas d'un moteur à excitation en dérivation avec $R_{sér}$ = const et R_{sh} = var on obtient une famille de caractéristiques qui se coupent en un même point limitée par deux courbes limites comme l'indique la fig. 3-30,*a*. Dans le cas limite où R_{sh} =

$= \infty$ la caractéristique devient identique à celle correspondant au cas du branchement d'une résistance $R_{sér}$ en série avec l'induit, et la rigidité de la caractéristique diminue. Si $R_{sh} = 0$ la tension aux bornes de l'induit est nulle et la caractéristique est une droite passant par l'origine des coordonnées; cette condition correspond au fonctionnement d'un moteur à excitation en dérivation en régime de freinage rhéostatique sans résistance extérieure.

La fig. 3-30,*b* montre une famille de caractéristiques pour $R_{sh} = \text{const}$ et $R_{sér} = \text{var}$. Pour $R_{sér} = \infty$ le moteur est déconnecté du réseau et ne développe aucun couple. Si $R_{sér} = 0$, la caractéristique correspond au schéma de la fig. 3-28,*b*. Sa rigidité est déterminée par la résistance R_{sh} ainsi que la vitesse de marche à vide idéale. Lorsque la vitesse de rotation dépasse ω_0 et pénètre dans le domaine des couples négatifs, le moteur ne fournit pas d'énergie au réseau mais fonctionne en générateur en débitant sur la résistance du shunt, car dans ce schéma la f.é.m. du moteur ne peut pas être supérieure à la tension appliquée venant du réseau. Pour ce régime la machine, comme le moteur asynchrone, possède un couple de renversement. Cela s'explique par le fait que l'accroissement de la f.é.m. provoque une diminution du courant dans l'enroulement d'excitation. Au début, lorsque la machine est saturée, son flux varie peu et le couple continue à croître avec l'accroissement de la vitesse, mais à partir d'une certaine vitesse le flux de la machine diminue brusquement par suite du passage de la machine de l'état saturé à l'état non saturé; cela provoque une diminution du couple moteur.

Le réglage par shuntage de l'induit n'est pas économique car les pertes dans les résistances sont considérables. Lorsque le moteur fonctionne en marche continue à pleine charge du courant, la diminution de la vitesse doit s'accompagner d'une diminution du couple résistant de telle sorte que le courant d'excitation ne dépasse pas le courant nominal. Pour cette raison ce montage est généralement utilisé pour une diminution temporaire de la vitesse. Pour $C_s = \text{const}$ il assure des limites de réglage jusqu'à (3 à 5) : 1.

Le réglage de la vitesse par shuntage de l'enroulement d'excitation est réalisé d'après le schéma de la fig. 3-31. Le réglage de la vitesse y est assuré par variation du flux magnétique du moteur étant donné que pour le courant de charge donné I on peut à l'aide du rhéostat R_{sh} faire varier le courant d'excitation $I_{exc} = I - I_{sh}$. On règle la vitesse en l'augmentant par rapport à la vitesse nominale par suite de la diminution du flux. Ce réglage est économique car les pertes dans le rhéostat seront du même ordre que lors du réglage de la vitesse par diminution du flux d'un moteur à excitation en dérivation. Cela s'explique par le fait que la résistance de l'enroulement d'excitation est relativement petite et, par conséquent, que la résistance du shunt doit également être petite.

Les limites de réglage de la vitesse du moteur ne dépassent généralement pas 2 : 1, la puissance étant constante. Avec un couple résistant constant, les limites de réglage sont encore plus réduites. Ce mode de réglage trouve son emploi dans les systèmes de commande exigeant un accroissement de la vitesse à faible charge, par exemple, pour les cisailles sans volant d'un train blooming mises en marche à chaque coupe du métal. Dans ce schéma il est économiquement rationnel d'utiliser le réglage à puissance constante et à couple diminuant avec l'accroissement de la vitesse.

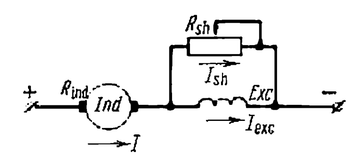


Fig. 3-31. Schéma de réglage de la vitesse d'un moteur série par shuntage de l'enroulement d'excitation

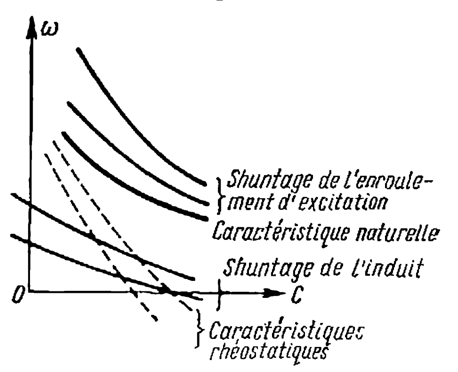


Fig. 3-32. Caractéristiques mécaniques d'un moteur série pour différentes méthodes de réglage de la vitesse

Les caractéristiques mécaniques obtenues lors du shuntage de l'enroulement d'excitation sont indiquées dans la partie supérieure de la fig. 3-32. Les caractéristiques qui correspondent au shuntage de l'induit sont tracées dans la partie inférieure. Sur la même figure la caractéristique naturelle du moteur est représentée en trait gras et les caractéristiques obtenues lors du réglage par variation d'une résistance branchée en série avec l'induit s'y trouvent en pointillé.

3-8. Réglage de la vitesse des moteurs à courant alternatif

Dans de nombreux cas lorsqu'il faut obtenir un réglage étendu et progressif de la vitesse on utilise des moteurs à courant continu. La tendance à simplifier la machine de production et à la rendre meilleur marché, à transmettre les fonctions de réglage et de contrôle directement au système de commande électrique ainsi que la nécessité d'améliorer la qualité de la production par le réglage de la vitesse font que les moteurs de commande à courant continu trouveront toujours emploi dans les installations industrielles. Mais pour utiliser les moteurs à courant continu il faut redresser le courant alternatif. Cette transformation est toujours liée à des pertes d'énergie et à l'augmentation des dépenses dues à l'installation des redresseurs. Pour cette raison dans de nombreuses installations

réglables on utilise des moteurs à courant alternatif qui sont meilleur marché, plus simples et plus économiques en service.

Le plus souvent on utilise des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit ou à rotor bobiné mais parfois des moteurs à courant alternatif à collecteur.

Les moteurs synchrones sont utilisés largement dans les installations de puissance élevée ou moyenne qui n'exigent pas un réglage de la vitesse. Bien qu'en principe il soit possible de régler la vitesse des moteurs synchrones par variation de la fréquence, mais en général les moteurs synchrones doivent être considérés comme des moteurs à vitesse non réglable.

Les méthodes de réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone les plus employées sont les suivantes:

a) par insertion d'une résistance dans le circuit rotorique;

b) par changement du nombre de pôles;

c) par variation de la fréquence de la tension d'alimentation;

d) par connexion en cascade d'un moteur asynchrone avec d'autres machines ou avec les convertisseurs à soupapes.

Pour régler la vitesse on peut utiliser aussi certains branchements spéciaux des moteurs électriques: réglage par impulsion, réglage à l'aide de bobines de saturation, etc.

3-9. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par insertion d'une résistance dans le circuit rotorique

L'introduction d'une résistance dans le circuit rotorique (le réglage rhéostatique) permet, comme dans le cas d'un moteur à courant continu, de régler la vitesse du moteur. La progressivité du réglage dépend du nombre d'échelons de la résistance insérée. Le réglage permet de diminuer la vitesse nominale et l'utilisation optimale du moteur est obtenue lors du réglage à couple constant. La gamme de réglage n'est pas constante et dépend de la charge. La rigidité des caractéristiques diminue considérablement avec la décroissance de la vitesse, ce qui limite la gamme de réglage à (2 à 3) : 1. Le défaut de ce mode de réglage réside dans les grandes pertes d'énergie.

De ce point de vue le réglage de la vitesse réalisé à couple constant et surtout à puissance constante est particulièrement désavantageux. Comme dans le cas d'un moteur à courant continu à excitation en dérivation les pertes dans le circuit rotorique sont proportionnelles au glissement, c'est-à-dire que

$$\Delta P_2 = P_1 g.$$

En ce qui concerne les pertes d'énergie, le réglage de la vitesse à couple résistant dit de ventilateur lorsque la puissance d'alimentation diminue considérablement avec la diminution de la vitesse

est beaucoup plus avantageux. Ce mode de réglage trouve ainsi un emploi plus large dans les systèmes de commande à couple de ventilateur ainsi que dans les mécanismes à service intermittent, par exemple dans les ponts roulants.

Par suite des grandes pertes d'énergie le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par insertion d'une résistance dans le circuit rotorique, lorsque la charge est à couple constant et la marche continue, n'est pas rationnel.

3-10. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par changement du nombre de pôles

La vitesse angulaire synchrone d'un moteur asynchrone dépend de la fréquence f_1 de la tension d'alimentation et du nombre de paires de pôles du stator p :

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}$$

ou la vitesse de rotation synchrone :

$$n_0 = \frac{60 f_1}{p}, \quad \text{tr/mn}.$$

Pour cette raison, en modifiant le nombre de paires de pôles, on peut régler la vitesse du moteur.

Dans les moteurs à commutation du nombre de pôles l'enroulement de chaque phase se compose généralement de deux parties identiques connectées en série dans l'une desquelles on fait varier le sens du courant par commutation de ces parties en parallèle. Une telle commutation (fig. 3-33) diminue le nombre de pôles de moitié et par conséquent fait accroître la vitesse de synchronisme de la machine d'un facteur deux.

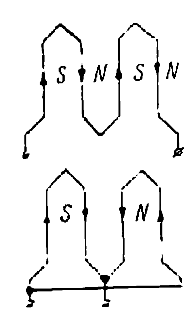


Fig. 3-33. Schéma de commutation des enroulements statoriques d'une connexion série en connexion parallèle

Pratiquement la connexion des enroulements se fait par commutation de l'enroulement statorique suivant le schéma de la fig. 3-34,*a*, où est réalisé le passage d'une étoile simple à une étoile double, ou d'après le schéma de la fig. 3-34,*b*, où a lieu la commutation du triangle en double étoile. Les schémas médians (fig. 3-34,*a*,*b*) montrent la façon dont est réalisée la commutation en étoile double et les schémas de droite la connexion des enroulements après cette commutation.

Les moteurs permettant d'obtenir deux vitesses par commutation des enroulements sont appelés moteurs à deux vitesses.

La commutation de l'enroulement statorique de l'étoile à la double étoile (fig. 3-34,*a*) conduit à un réglage de la vitesse (accrois-

sement de la vitesse d'un facteur deux) qu'il est rationnel de faire à couple constant. Il est facile de le démontrer par les raisonnements suivants.

Désignons la tension composée par U et le courant admissible passant par les enroulements par I_n.

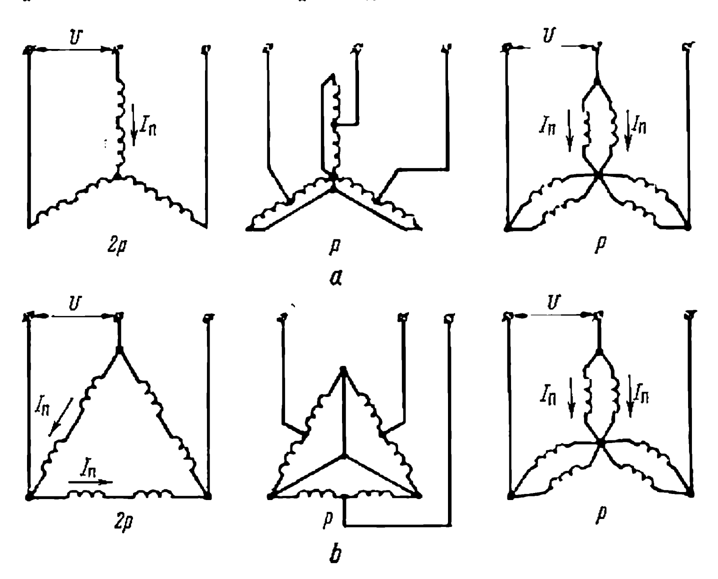


Fig. 3-34. Schémas de commutation des enroulements statoriques en double étoile

Lors de la connexion en étoile la puissance absorbée par le moteur est:

$$P_{1\curlywedge} = 3\frac{U}{\sqrt{3}} I_n \cos \varphi_{1\curlywedge} = \sqrt{3}\, U I_n \cos \varphi_{1\curlywedge}.$$

Pour une double étoile on a:

$$P_{1\curlywedge\curlywedge} = 3\frac{U}{\sqrt{3}} 2I_n \cos \varphi_{1\curlywedge\curlywedge} = 2\sqrt{3}\, U I_n \cos \varphi_{1\curlywedge\curlywedge}.$$

En admettant que $\cos \varphi_{1\curlywedge} \approx \cos \varphi_{1\curlywedge\curlywedge}$ et en négligeant les pertes dans le moteur, la puissance développée à vitesse double sera deux fois plus grande que la puissance à la vitesse plus petite. Si la puissance croît proportionnellement à la vitesse du moteur le couple reste constant. Les caractéristiques mécaniques d'un moteur à deux vitesses dont la vitesse est réglée à couple constant sont indiquées sur la fig. 3-35.

Il est à noter que lors de la diminution de la vitesse passant de ω_1 à ω_2 le moteur, comme il est indiqué en pointillé, passe en régime générateur avec récupération de l'énergie par le réseau. Lorsqu'on analyse le schéma de la fig. 3-34,*b*, pour la connexion de l'enroulement en triangle la puissance absorbée par le moteur est:

$$P_{1\Delta} = 3UI_n \cos \varphi_{1\Delta}.$$

Lors de la connexion en double étoile

$$P_{1\lambda\lambda} = 3\frac{U}{\sqrt{3}} 2I_n \cos \varphi_{1\lambda\lambda} = 3{,}46UI_n \cos \varphi_{1\lambda\lambda}.$$

On voit de deux dernières expressions qu'au cours du passage à une vitesse plus élevée la puissance développée par le moteur varie peu (environ 15 % lorsqu'on admet que $\cos \varphi_{1\Delta} \approx \cos \varphi_{1\lambda\lambda}$). Dans ce cas il est rationnel d'utiliser un tel moteur pour l'entraînement des mécanismes dont la vitesse est réglée à puissance constante.

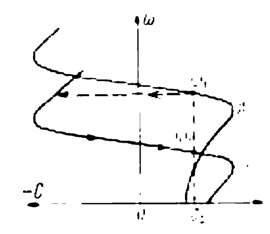


Fig. 3-35. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à deux vitesses réglable à couple constant

Les caractéristiques mécaniques qui rendent possible le réglage de la vitesse d'un moteur à deux vitesses à puissance constante sont indiquées sur la fig. 3-36.

On utilise également des moteurs à trois vitesses ayant un enroulement complémentaire non commuté ainsi que des moteurs à quatre vitesses, dans le stator desquels on place généralement deux enroulements indépendants prévus chacun pour un nombre de pôles différent et qui sont commutés suivant l'un des schémas indiqués plus haut.

Pour ne pas commuter l'enroulement rotorique les moteurs à commutation des pôles sont fabriqués avec un rotor en court-circuit pour lequel la répartition de la f.m.m. correspond toujours au nombre de pôles de l'enroulement statorique.

Le réglage de la vitesse obtenue par changement du nombre de pôles permet d'obtenir un certain nombre de vitesses déterminées par la fréquence du réseau et par le nombre de pôles. Par exemple, pour les moteurs à quatre vitesses on peut obtenir les vitesses de synchronisme suivantes (tr/mn): 3 000/1 500/1 000/500; 3 000/1 500/750/375; 1 500/1 000/750/500; 1 000/750/500/375.

Ces chiffres montrent que la gamme de réglage atteint (6 : 1) à (8 : 1). Il n'est pas rationnel d'élargir cette gamme car la diminution de la vitesse de synchronisme au-dessous de n_0 = 375 tr/mn provoque un grand accroissement des dimensions du moteur.

Le réglage de la vitesse par commutation des pôles n'est pas progressif mais est échelonné. En même temps ce mode de réglage

est très économique et se distingue par des caractéristiques mécaniques à grande rigidité.

Grâce à ces avantages les moteurs à commutation du nombre de pôles trouvent un large emploi là, où il ne faut pas régler la vitesse de façon progressive, par exemple, dans certaines machines-outils à travailler les métaux par enlèvement de matière pour réduire le nombre de transmissions mécaniques. Ils sont également utilisés pour entraîner les ventilateurs, les pompes, les monte-charge dans différentes branches de l'industrie.

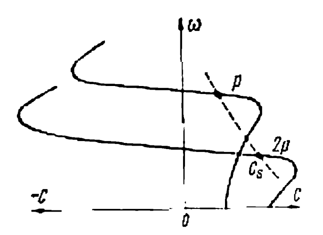


Fig. 3-36. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à deux vitesses réglable à puissance constante

3-11. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par variation de la fréquence

La possibilité de régler la vitesse d'un moteur asynchrone par variation de la fréquence de la tension d'alimentation découle de la formule $\omega_0 = 2\pi f_1/p$. Pour obtenir une fréquence réglable on utilise des alternateurs spéciaux ou des convertisseurs à fréquence variable alimentant un moteur ou un groupe de moteurs asynchrones qui se trouvent dans les mêmes conditions de fonctionnement. Comme exemples de groupes de moteurs identiques citons les transporteurs à rouleaux des laminoirs, les machines textiles, certains convoyeurs, etc. Dans le premier exemple chaque rouleau d'un transporteur est actionné par un moteur individuel de plusieurs kW à rotor en court-circuit. Dans les usines métallurgiques modernes on installe jusqu'à 100 de ces moteurs et même plus.

Lors du réglage de la fréquence il faut chercher à obtenir des caractéristiques qui dans toute la gamme présentent une grande rigidité et un moteur qui possède une capacité de surcharge suffisante. On peut y arriver en faisant marcher le moteur à flux magnétique constant. Pour un moteur asynchrone on peut admettre approximativement la proportionnalité: $U \sim f_1\Phi$. Pour conserver la constance du flux magnétique il faut faire le réglage à rapport invariable

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const.}$$

Sur la fig. 3-37 les caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone sont indiquées lors du réglage de sa vitesse par variation de la fréquence et variation proportionnelle de la tension $\left(\frac{U_1}{f_1} = \text{const}\right)$.

La rigidité des caractéristiques mécaniques pour ce mode de réglage est relativement élevée. La valeur du couple critique dans la zone des fréquences élevées reste pratiquement invariable. Ce n'est que pour de faibles fréquences, par suite de l'accroissement relatif de la chute de tension dans le stator, qu'a lieu une diminution notable du flux magnétique et par conséquent une diminution du couple critique. C'est ce que confirme la formule (2-40)

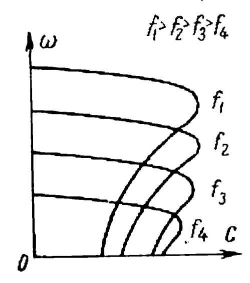


Fig. 3-37. Caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone lors du réglage de la vitesse par variation de la fréquence

$$C_c = \frac{3}{2\omega_0} \frac{U_{ph}^2}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_{cc}^2}},$$

où $X_{cc} = X_1 + X_2'$.

Pour des fréquences élevées la valeur de R_1 est très inférieure à celle de X_{cc} et l'on peut admettre que

$$C_c = \frac{3U_{ph}^2}{2\omega_0 X_{cc}}$$

Vu que $X_{cc} \sim f_1$ et $\omega_0 \sim f_1$, on a

$$C_c \sim \frac{U_{ph}^2}{f_1^2} = \text{const.}$$

Lors d'une grande diminution de la fréquence ces relations ne sont plus valables car la réactance de dispersion $X_{cc} = X_1 + X_2'$ devient comparable en grandeur à la résistance du stator R_1 ou même inférieure à cette dernière. L'influence de la chute de tension dans le stator se manifeste plus fortement et cela provoque une diminution du couple critique.

Pour maintenir la capacité de surcharge du moteur il est souhaitable que pour de faibles fréquences la tension diminue moins que la fréquence.

Pour obtenir une fréquence variable on utilise différents types de convertisseurs de fréquence. Indiquons les convertisseurs rotatifs, les convertisseurs électrono-ioniques et ceux à semi-conducteurs. Ces derniers sont prometteurs mais ne sont pas encore largement utilisés dans l'industrie.

Parmi les convertisseurs rotatifs on utilise des convertisseurs synchrones et asynchrones.

On voit sur la fig. 3-38 un montage avec un convertisseur de fréquence synchrone. Le convertisseur de fréquence *CF* est représenté par un générateur synchrone dont la vitesse est réglée à l'aide d'un moteur à courant continu *M* d'après le système Ward-Léonard (circuit intermédiaire du courant continu).

Le générateur synchrone fournit un courant de fréquence variable à un ou à plusieurs moteurs asynchrones à rotor en court-circuit *MA*.

En faisant varier progressivement, dans de larges limites, la fréquence de courant du convertisseur *CF* par variation de sa vitesse on peut régler dans un domaine étendu la vitesse des moteurs *MA*. Si les moteurs à rotor en court-circuit fonctionnent simultanément, la puissance du convertisseur de fréquence est choisie de façon qu'elle soit égale à la somme des puissances de tous les moteurs alimentés. Chaque machine à courant continu et le moteur *ME* entraînant le générateur à courant continu doivent avoir une puissance égale à celle du convertisseur de fréquence, sans compter des pertes d'énergie dans les machines du groupe convertisseur.

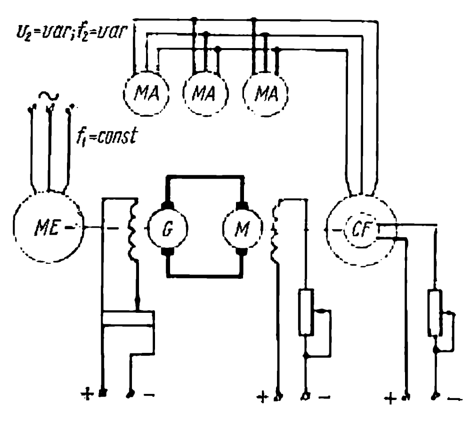


Fig. 3-38. Schéma de principe de connexion des moteurs asynchrones sur un convertisseur synchrone de fréquence

De cette façon si l'on admet que la puissance absorbée par les moteurs asynchrones *MA* tournant à vitesse maximale est égale à 100%, la puissance du groupe convertisseur dépassera 400 %.

Avec le montage à générateur synchrone on peut régler automatiquement à la sortie, pour un courant d'excitation constant, la fréquence et la tension suivant le rapport $\frac{U_2}{f_2} = \text{const}$. Toutefois il ne permet pas de régler dans de larges limites la vitesse des moteurs asynchrones si une surcharge importante est nécessaire dans toute la plage, ce qui peut correspondre à peu près à (4 à 5) : 1. Pour les mécanismes à charge de ventilateur (à 10 : 1) on obtient une gamme de réglage plus importante.

Dans un autre cas on utilise comme convertisseur de fréquence une machine asynchrone à bagues excitée par un courant alternatif de fréquence constante f_1, côté du rotor (fig. 3-39). Comme dans le cas précédent le réglage de fréquence est assuré par le réglage de la vitesse du convertisseur. A la différence du premier montage une partie de la puissance active est transmise au réseau à fréquence réglable depuis le réseau à fréquence constante par l'intermédiaire du rotor du convertisseur. La répartition des puissances actives venant de l'arbre du moteur à courant continu (P_m) et du côté du rotor (P_2) est proportionnelle aux fréquences du stator et du rotor, c'est-à-dire

$$P_2 = P_{ma} \frac{f_1}{f_2} \qquad (3\text{-}35)$$

et

$$P_{\mathrm{m}} = P_{\mathrm{ma}} \frac{f_2 - f_1}{f_2}. \tag{3-36}$$

En utilisant ces relations on obtient :

$$\frac{P_2}{P_{\mathrm{m}}} = \frac{f_1}{f_2 - f_1}. \tag{3-37}$$

Par exemple, avec des fréquences $f_2 = 100$ Hz et $f_1 = 50$ Hz on voit que du côté de la machine réglable à courant continu provient seulement la moitié de toute la puissance absorbée par le moteur asynchrone *MA* ; l'autre moitié de la puissance active est fournie par le rotor du convertisseur de fréquence *).

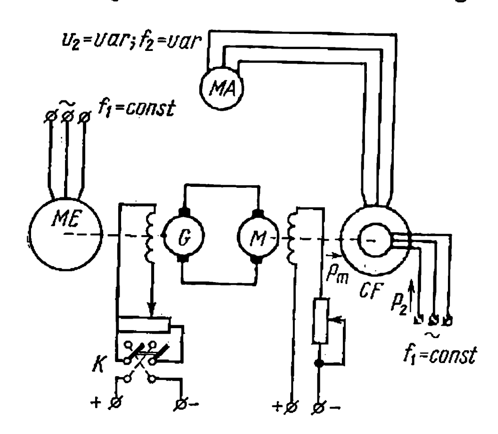


Fig. 3-39. Schéma de principe d'alimentation d'un moteur asynchrone par un convertisseur de fréquence asynchrone

Ainsi la puissance établie des machines à courant continu et du moteur d'entraînement *ME* est à peu près égale à 50 %, c'est-à-dire qu'elle est deux fois plus petite que celle du groupe convertisseur avec générateur synchrone.

La puissance établie du convertisseur asynchrone est supérieure à 100 % car le rotor du convertisseur de fréquence absorbe également la puissance réactive totale pour l'aimantation du convertisseur lui-même et du moteur asynchrone *MA*.

Le montage décrit rend possible le réglage indépendant de la tension à l'entrée du convertisseur, ce qui donne à sa sortie la relation requise entre la tension et la fréquence du courant alimentant *MA*. Ceci permet d'élargir les limites de réglage de la vitesse à (10 à 12) : 1 et plus même pour un couple résistant constant.

A l'arrêt, la fréquence du convertisseur $f_2 = f_1$. Pour régler la fréquence f_2 dépassant la valeur de f_1 il faut faire tourner le rotor du convertisseur de fréquence dans le sens de rotation du champ du rotor. Pour régler la fréquence f_2 inférieure à f_1 il faut faire tourner le convertisseur dans le sens opposé à celui du champ du rotor. On

---

*) Comme dans le cas précédent nous négligeons les pertes propres des machines du groupe convertisseur.

change le sens de rotation du rotor du convertisseur de fréquence par variation de la polarité de la tension du générateur à l'aide du commutateur *K*.

On peut simplifier le convertisseur de fréquence rotatif en remplaçant le groupe de vitesse constante (*ME-G*) par un convertisseur ionique ou à thyristors, tout comme dans un changement analogue du groupe rotatif de système Ward-Léonard.

En plus des convertisseurs de fréquence rotatifs énumérés on connaît le générateur à collecteur sans circuit intermédiaire à courant continu, c'est-à-dire avec liaison directe entre l'entrée et la sortie du courant alternatif. Le réglage de la fréquence peut aussi être assuré dans un générateur asynchrone à auto-excitation doté d'un condensateur. Mais de telles installations de conversion de fréquence ne sont pas répandues en pratique.

Parmi les défauts sérieux des convertisseurs de fréquence rotatifs examinés il faut indiquer leurs prix élevé, faible rendement, grand encombrement, bruit excessif et inertie élevée.

Les inconvénients mentionnés ne sont pas observés dans les convertisseurs statiques parmi lesquels les plus prometteurs sont ceux à thyristors. Les convertisseurs utilisant des tubes à vide ne trouvent pas d'emploi dans la commande industrielle en raison de leur grand encombrement, leur faible durée de vie et un rendement relativement bas. La non-disponibilité des triodes à cristal puissants ne permet de réaliser que des convertisseurs à transistors pour des commandes exigeant au maximum 300 à 400 W.

3-12. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone par variation de fréquence au moyen du convertisseur à thyristors

Les schémas de principe des convertisseurs de fréquence statiques ne diffèrent guère de ceux des convertisseurs rotatifs et peuvent être groupés en deux classes principales : a) les convertisseurs à liaison directe ; b) les convertisseurs comportant un circuit intermédiaire de courant continu.

Le convertisseur à liaison directe sert à transformer une fréquence élevée en une fréquence moins élevée ; il comporte 18 thyristors (fig. 3-40). Ce convertisseur fonctionne sur la base du montage de redressement triphasé à une alternance ; chaque phase du convertisseur est constituée de deux montages de redressement mis en opposition. Le groupe de trois soupapes à cathode commune est dit « positif » ou redresseur ; le groupe de trois soupapes à anode commune est dit « négatif » ou onduleur. Durant la première demi-période de variation de la tension de sortie du convertisseur, le courant passe par les groupes redresseurs, durant la seconde demi-période ce sont les groupes onduleurs qui travaillent. La fréquence de la tension de sortie est fonction de la durée des passages dans les

deux groupes. La demi-onde de tension de sortie est composée de portions d'onde de tension du réseau d'alimentation. Sur la fig. 3-41 on a représenté la courbe de tension de sortie pour un angle d'amorçage des soupapes constant $\alpha = 0$. La commutation de phase dans un groupe, c'est-à-dire l'amorçage de l'une des soupapes et le blocage

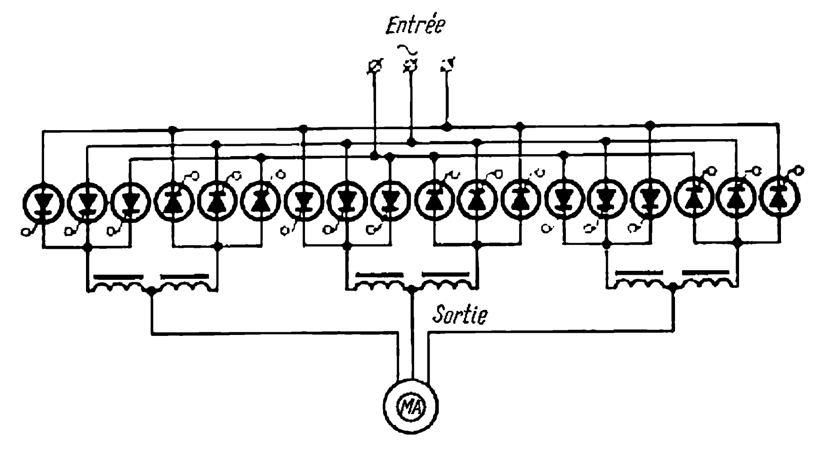


Fig. 3-40. Schéma d'un convertisseur de fréquence statique à liaison directe

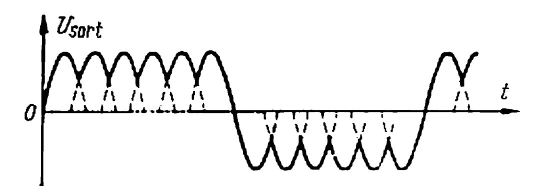


Fig. 3-41. Courbe de tension de sortie **d'un** convertisseur triphasé à liaison directe

de l'autre, est réalisée de la même façon que dans un montage de redressement triphasé à une alternance sans condensateurs de commutation.

Lors de la commutation d'un groupe à l'autre, deux soupapes de groupes opposés reliés à des phases différentes peuvent se trouver connectées en même temps, ce qui établit un circuit de courant par ces soupapes. Pour limiter ce courant, on fait appel à des selfs d'égalisation qui assurent en même temps le lissage de la courbe de tension de sortie. On construit également des convertisseurs de fréquence à liaison directe sans selfs d'égalisation mais avec un système de commande indépendante pour les groupes de soupapes. Pour avoir une tension de sortie de forme quasi sinusoïdale, il faut faire varier

l'angle d'amorçage des soupapes de façon que la valeur moyenne de la tension pendant la demi-période du réseau d'alimentation varie pendant la demi-période de tension de sortie suivant la répartition sinusoïdale. Le réglage de tension à la sortie du convertisseur s'effectue en faisant varier l'angle d'amorçage des soupapes.

Les convertisseurs de ce type offrent les avantages suivants: 1) transformation simple d'énergie et, par suite, rendement excellent; 2) possibilité de transmission d'énergie réactive du réseau au moteur et en sens inverse; 3) absence de condensateurs de commutation, car cette dernière s'effectue par elle-même.

Parmi les inconvénients de ce convertisseur citons: 1) un réglage limité de la fréquence de sortie (dans la gamme de 0 à 30 % de la fréquence du réseau); 2) nombre relativement élevé de soupapes de puissance et schéma de contrôle fort compliqué; 3) faible facteur de puissance.

Le convertisseur de fréquence à liaison directe peut être employé dans les cas où la fréquence du réseau d'alimentation est de beaucoup supérieure à celle de la vitesse nominale du moteur asynchrone (réseau d'alimentation à 400 Hz et moteur d'usage courant réalisé pour 50 Hz). Ce convertisseur peut de même être utilisé dans les cas où une seule vitesse de travail est exigée du fait de la fréquence imposée par le réseau et une ou plusieurs vitesses plus réduites pour des opérations auxiliaires.

En outre, l'utilisation de ce type de convertisseur est justifiée pour le réglage de vitesse d'un moteur asynchrone à bagues travaillant en régime d'alimentation double, le stator étant couplé au réseau et le rotor au même réseau mais par l'intermédiaire d'un convertisseur de fréquence.

Dans l'industrie, c'est le convertisseur de fréquence statique comportant un circuit intermédiaire de courant continu qui est le plus souvent employé; son schéma fonctionnel est représenté fig. 3-42. Le convertisseur comprend deux éléments de force, un redresseur contrôlé *RC* et un onduleur *O*. A l'entrée du *RC* est débitée une tension alternative non variable de fréquence industrielle; à sa sortie c'est un courant continu de tension variable qui alimente l'onduleur *O* transformant l'énergie du courant continu en énergie d'un courant alternatif de tension et fréquence variables. Outre les deux éléments de force, le convertisseur comporte un système de commande composé d'un bloc de contrôle du redresseur *BCR* et d'un bloc de contrôle de l'onduleur *BCO*. Il permet de régler la fréquence de sortie dans de très larges limites, cette dernière étant déterminée par la fréquence de commutation des thyristors *1T* à *6T*, contrôlable par le bloc de commande de l'onduleur *BCO*. Dans ce schéma de montage, on effectue séparément le réglage de la tension et de la fréquence, ce qui permet d'obtenir, par l'office d'un bloc moniteur de vitesse *BMV*, le rapport voulu entre la ten-

sion et la fréquence aux bornes du moteur asynchrone. Si dans ce *BMV* le signal pilote est comparé au signal de réaction asservi en vitesse, on peut réaliser un système de contrôle automatique de fré-

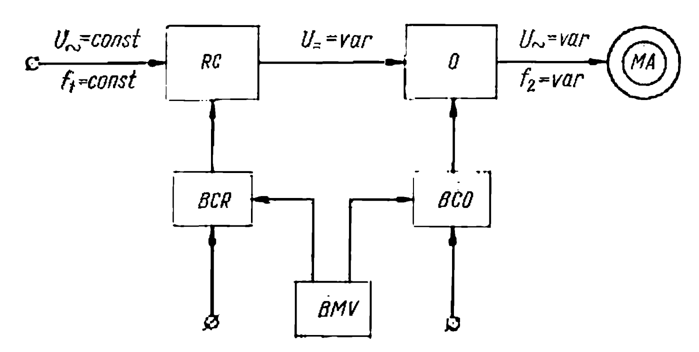


Fig. 3-42. Schéma fonctionnel d'un convertisseur de fréquence statique à circuit intermédiaire de courant continu:
RC — redresseur contrôlé; *O* — onduleur; *BCR* et *BCO* — bloc de contrôle de redresseur et bloc de contrôle d'onduleur respectivement; *BMV* — bloc moniteur de vitesse

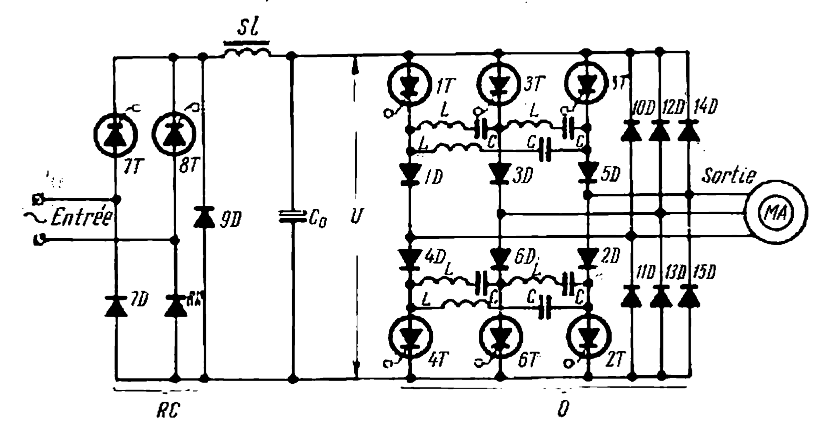


Fig. 3-43. Schéma d'un convertisseur de fréquence statique à circuit intermédiaire de courant continu

quence et partant garantir des vitesses de rotation du moteur très stables.

Un exemple de montage fonctionnel de convertisseur de fréquence statique à circuit intermédiaire de courant continu, réalisé avec des thyristors pour des commandes de faible puissance (jusqu'à 5 kW), est donné par le schéma de principe de la fig. 3-43 *).

*) Ce schéma a été mis au point au laboratoire des recherches électromécaniques de l'Institut énergétique de Moscou.

Le redresseur contrôlé est constitué de deux thyristors *7T*, *8T* et de deux diodes *7D*, *8D* formant un montage en pont dit « semi-contrôlé », qui permet d'obtenir une tension redressée à deux alternances dont la valeur moyenne peut être réglée par des modes habituels, en agissant sur la phase de tension des électrodes de commande des thyristors *7T*, *8T*. L'onduleur est composé de six thyristors (*1T* à *6T*), six diodes (*1D* à *6D*) en série avec ces derniers, six diodes (*10D* à *15D*) montés en pont triphasé et six circuits oscillants *LC*.

La conversion de la tension continue en tension alternative triphasée s'obtient par commutation des thyristors *1T* à *6T* dans l'ordre fixé. La durée de l'état passant correspond, pour chacun des six thyristors, à 120 degrés électriques de la fréquence de sortie ; la séquence d'amorçage des thyristors répond à leurs numéros sur le schéma, c'est-à-dire c'est le thyristor *1T* qui devient d'abord conducteur, puis, au bout de 60°, le thyristor *2T* et ainsi de suite jusqu'au *6T*. Après le *6T*, c'est de nouveau le tour de *1T* et ainsi de suite après chaque intervalle de 60° de la fréquence de sortie. Au cours de la commutation, à tout moment deux thyristors se trouvent être simultanément conducteurs. L'amorçage des thyristors s'effectue par application à la gâchette (électrode de commande) d'une impulsion issue du *BCO*. Pour le blocage du thyristor, il faut réduire l'intensité du courant qui le traverse jusqu'à zéro. L'opération est réalisée au moyen de circuits de commutation *LC* ; ainsi, avec l'amorçage de *3T* le thyristor *1T* précédemment amorcé laisse passer le courant de décharge du condensateur *C* et bloque le thyristor *1T*. Pour une charge purement active, la tension de sortie est représentée par une courbe en échelons (fig. 3-44), la durée de chaque échelon correspond à 60° de la fréquence de sortie.

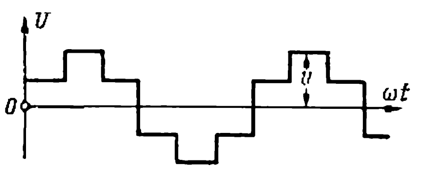


Fig. 3-44. L'allure de la courbe de tension de sortie à charge purement active

Au cas d'alimentation par convertisseur du moteur asynchrone, la courbe de tension de sortie est déformée, car elle dépend du facteur de puissance qui, à son tour, varie avec la charge appliquée sur l'arbre du moteur.

Les diodes *1D* à *6D* servent à isoler les condensateurs de commutation de la charge, ce qui permet de réduire sensiblement leur capacité par rapport à l'onduleur usuel monté en parallèle.

Le pont *10D* à *15D* renvoit l'énergie réactive du moteur vers le condensateur C_0. La tension débitée par l'onduleur est ajustée par variation de la tension appliquée à son entrée au moyen d'un redresseur contrôlé, quant à la fréquence, elle est réglée par variation de la fréquence des impulsions attaquant les thyristors.

Le convertisseur à circuit intermédiaire de courant continu permet un réglage de la fréquence de sortie aussi bien vers le haut que vers le bas par rapport à la fréquence du réseau d'alimentation; il se distingue par un haut rendement, une grande rapidité de réponse, un faible encombrement, une fiabilité relativement élevée et un fonctionnement silencieux.

Outre les convertisseurs de fréquence mentionnés, il existe des convertisseurs à thyristors modulant la largeur des impulsions qui permettent de régler la fréquence dans des limites plus larges avec courant à répartition quasi sinusoïdale. Dans ce cas l'application des réactions offre des possibilités d'élargissement de la gamme de réglage de la vitesse du moteur asynchrone (jusqu'à 1 000: 1 et plus).

3-13. Réglage de la vitesse d'un moteur à courant alternatif à collecteur

Les moteurs à courant alternatif à collecteur qui se caractérisent par un réglage progressif de la vitesse peuvent être monophasés ou triphasés. Les moteurs monophasés sont utilisés dans les installations de traction alors que les moteurs triphasés le sont dans les installations industrielles.

Dans les installations industrielles on emploie plus largement les moteurs triphasés à collecteur alimentés du côté rotor (moteur Schrage). Le schéma de principe d'un tel moteur est indiqué sur la fig. 3-45. Le rotor comporte deux enroulements dont l'un, l'enroulement primaire w_1, est alimenté au travers de bagues par le réseau triphasé à la fréquence industrielle. L'autre enroulement w_{rot} connecté au collecteur ressemble à l'enroulement d'induit d'un moteur à courant continu. Le troisième enroulement w_{st} est situé sur le stator et les extrémités de chaque phase de cet enroulement sont connectées aux balais montés sur le collecteur.

Le champ tournant engendré par l'enroulement primaire induit dans l'enroulement statorique une f.é.m. qui y provoque le passage d'un courant. L'interaction du courant de cet enroulement et du champ tournant fait naître un couple.

Une f.é.m. ayant la même fréquence que le courant du réseau d'alimentation est induite dans l'enroulement w_{rot}. Les balais sur le collecteur étant immobiles, la f.é.m. prélevée sur le collecteur a une fréquence égale à la différence entre la fréquence du réseau d'alimentation et la fréquence de la rotation. Par conséquent, la fréquence du courant statorique et la fréquence de la f.é.m. complémentaire appliquée aux enroulements du stator sont les mêmes quelle que soit la vitesse du rotor.

Si on écarte les balais de chaque phase de chaque côté des axes des enroulements, une f.é.m. complémentaire E_{com} dont la valeur augmente avec l'angle séparant les balais de chaque phase sera

injectée dans l'enroulement statorique. La f.é.m. complémentaire s'ajoute algébriquement à la f.é.m. du stator $E_{2cc}g$ (fig. 3-46,*a*), où E_{2cc} est la valeur de la f.é.m. secondaire (statorique), le rotor étant immobile, et g le glissement.

Si avec une charge constante sur l'arbre du moteur $E_{2cc}g$ et E_{com} agissent dans le circuit de l'enroulement statorique en sens opposé,

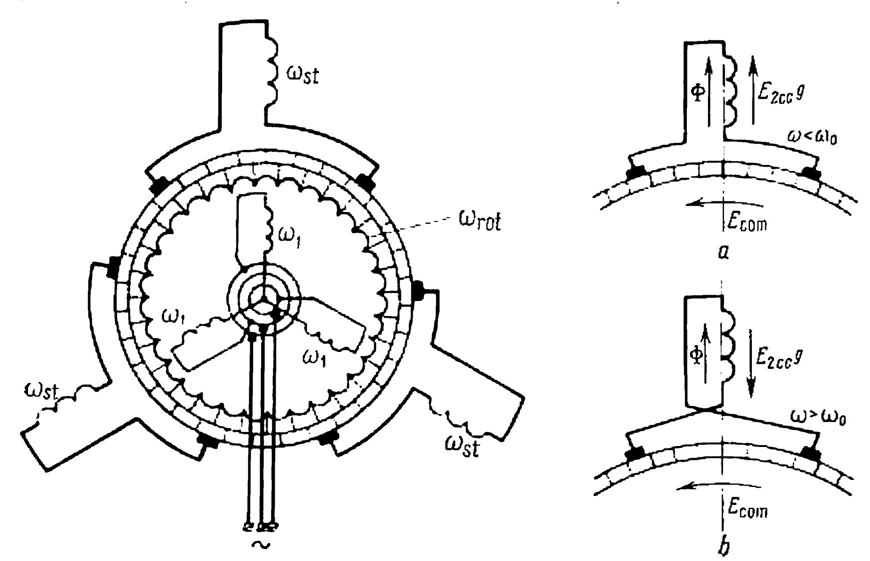


Fig. 3-45. Schéma de principe d'un moteur à collecteur Schrage

Fig. 3-46. Schéma de disposition des balais sur le collecteur et sens de la f.é.m. ($E_{2\,cc}g$ et E_{com}) lors du réglage de la vitesse

le courant dans cet enroulement diminuera et le couple développé par le moteur diminuera également. La vitesse du moteur decroîtra jusqu'à une valeur pour laquelle la différence de ces f.é.m. augmentera et le courant croîtra jusqu'à une valeur qui assure que la valeur précédente du couple soit égale au couple résistant. Lorsqu'on écarte les balais dans le sens opposé (fig. 3-46,*b*) $E_{2cc}g$ et E_{com} agiront dans le même sens et pour $g > 0$, le courant croîtra, le couple du moteur augmentera et la vitesse du rotor deviendra plus grande. A la fin de l'accélération du moteur et du passage à une vitesse dépassant la vitesse de synchronisme ($g < 0$) la f.é.m. $E_{2cc}g$ changera de sens. En régime permanent $E_{2cc}g$ et E_{com} seront de nouveau opposées comme indiqué sur la fig. 3-46,*b*.

De cette façon le réglage de la vitesse d'un moteur à courant alternatif à collecteur se fait par l'écartement bilatéral symétrique

des balais par rapport aux axes de l'enroulement statorique. Le schéma du dispositif de déplacement des balais d'un moteur Schrage est montré sur la fig. 3-47. Si l'on fait coïncider les balais de chaque phase sur la même lame du collecteur, $E_{com} = 0$ et le moteur à collecteur fonctionnera comme un moteur asynchrone ordinaire sans collecteur. Sur la fig. 3-48 sont indiquées en valeurs relatives les caractéristiques mécaniques d'un moteur à collecteur Schrage de 40 kW. Le couple de démarrage du moteur, lorsque les balais se

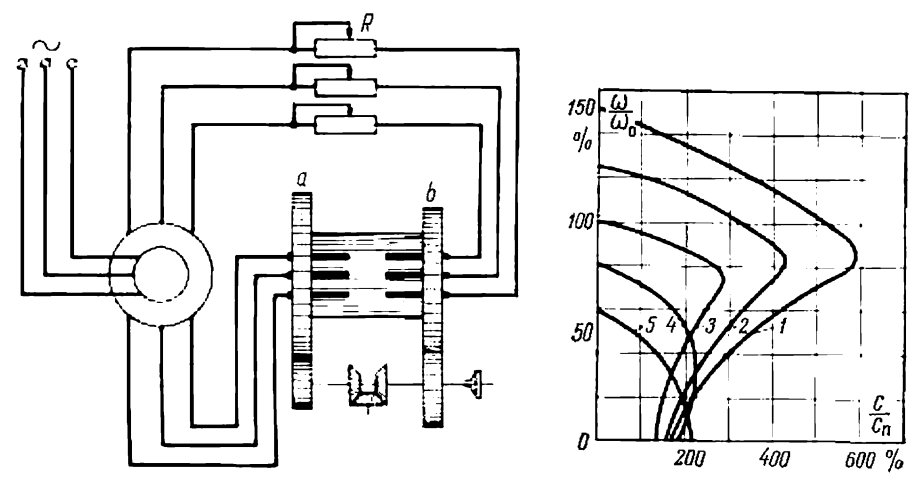


Fig. 3-47. Schéma d'un dispositif pour déplacement des balais d'un moteur Schrage

Fig. 3-48. Caractéristiques mécaniques d'un moteur à collecteur Schrage

trouvent dans une position qui correspond à la valeur minimale de la vitesse à vide idéale, est d'environ $2C_n$ et dans ce cas le courant de démarrage $I_d \approx 3I_n$.

Pour limiter le courant de démarrage on peut utiliser un rhéostat de démarrage R branché dans le circuit statorique, comme il est indiqué sur la fig. 3-47.

La gamme de réglage de la vitesse des moteurs Schrage est généralement de 3: 1. On obtient alors un réglage très progressif. L'accroissement ultérieur de la gamme de réglage est lié à l'augmentation considérable des dimensions et du prix de la machine. Le réglage de la vitesse est économique car les pertes dans le moteur sont insignifiantes.

Les caractéristiques du moteur dans leur partie utile présentent une différence de vitesse relativement faible en fonction de la charge, ce qui assure un fonctionnement stable de la machine entraînée. Le réglage de la vitesse peut se faire au-dessous et au-dessus de la vitesse nominale.

Puisque le flux magnétique engendré par l'enroulement primaire reste pratiquement invariable il convient de régler la vitesse des moteurs Schrage à couple constant.

Parmi les défauts des machines à courant alternatif à collecteur il faut noter l'influence limitatrice des conditions de commutation qui est beaucoup plus grande que dans les machines à courant continu. De plus, les trois enroulements dans les moteurs Schrage entraînent un accroissement considérable de leurs dimensions et prix en comparaison avec les machines à courant continu. Mais dans certains cas ces machines trouvent leur emploi grâce à leur rendement relativement élevé, à la possibilité de régler progressivement la vitesse et aux dimensions plus réduites de l'installation comparées à celles d'un groupe Ward-Léonard ou d'un système convertisseur de fréquence tournant—moteur asynchrone.

Ces moteurs peuvent être utilisés dans les industries textile, de papeterie, polygraphique et dans d'autres domaines lorsque la gamme de réglage de 3 : 1 est suffisante et que la nature du fonctionnement ne se distingue pas par une variation brusque de la charge et une grande fréquence de démarrage.

3-14. Méthode impulsionnelle de réglage de la vitesse des moteurs

Dans la commande électrique on utilise la méthode impulsionnelle de réglage de la vitesse des moteurs de faible puissance.

Pour le réglage de la vitesse cette méthode consiste à provoquer des variations périodiques et de courte durée des paramètres du moteur de telle façon et à une fréquence telle que la vitesse requise est obtenue sous forme d'une vitesse moyenne pendant le cycle complet de variation des paramètres.

La valeur de la vitesse moyenne peut être réglée lorsqu'on assure des rapports correspondants entre la durée de l'accélération et de la décélération du moteur. La variation des paramètres du moteur peut être réalisée à l'aide d'appareils électromagnétiques rapides (contacteurs ou relais), d'appareils ioniques, à semi-conducteurs, etc.

Si les commutations périodiques sont faites pendant un temps prolongé à fréquence déterminée et à rapport constant des durées des différentes parties du cycle, la vitesse du moteur atteindra une certaine valeur moyenne constante bien que les valeurs instantanées de la vitesse ne le soient pas. Si avec un couple résistant constant on fait varier la durée de marche et d'arrêt du moteur, sa vitesse moyenne changera. En désignant la durée de l'impulsion par t_1 et la durée de la pause par t_2 on peut exprimer la durée relative de l'impulsion par

$$\varepsilon = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$$

Il est évident qu'avec l'accroissement de ε, la charge sur l'arbre du moteur étant constante, la vitesse de ce dernier augmentera (fig. 3-49).

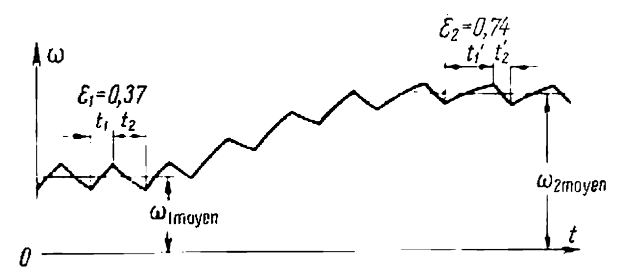


Fig. 3-49. Courbe de réglage de vitesse lors de la variation de la durée relative de l'impulsion

Il faut noter que la vitesse du moteur varie avec le couple résistant si ε reste constant. Pour une valeur donnée de ε, la vitesse varie de façon inverse de la variation de la charge.

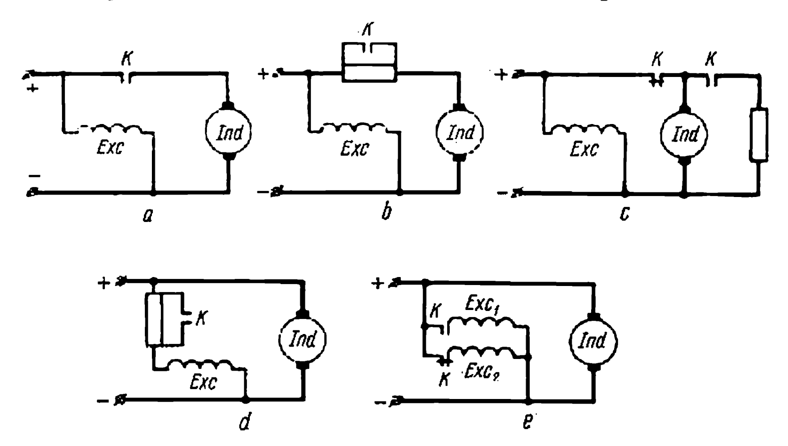


Fig. 3-50. Schémas de principe d'un réglage impulsionnel de la vitesse d'un moteur dérivation

La théorie du fonctionnement des systèmes de commande électriques avec contrôle impulsionnel a été étudiée en détail par l'académicien V. Koulébakine. Nous indiquerons dans ce paragraphe seulement les schémas les plus simples de contrôle impulsionnel des moteurs à courant continu et à courant alternatif ainsi que les principales notions permettant de comprendre les propriétés de réglage de ces systèmes.

Sur la fig. 3-50 on voit plusieurs schémas possibles de réglage impulsionnel de la vitesse d'un moteur à courant continu à excitation en dérivation.

Dans le schéma indiqué sur la fig. 3-50,*a*, l'induit du moteur est périodiquement branché et débranché à l'aide du contacteur *K*; l'enroulement d'excitation reste toujours branché. Lorsque l'induit est en circuit, son enroulement est parcouru par le courant et le moteur en développant un couple positif accélère sa vitesse. La valeur de la vitesse atteinte par le moteur, toutes les autres conditions étant par ailleurs égales, dépend de la durée de l'impulsion. Lors de l'ouverture du contacteur *K* le moteur est débranché, son couple devient nul et sous l'action du couple statique le moteur ralentit.

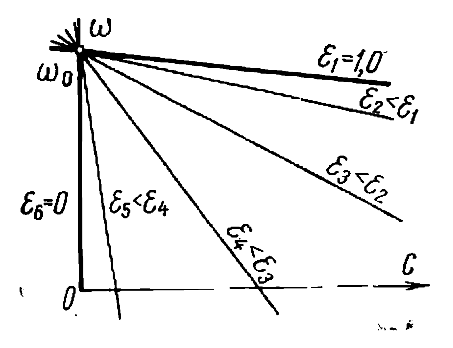


Fig. 3-51. Caractéristiques mécaniques d'un moteur lors de son fonctionnement selon le schéma de la fig. 3-50,*a*

Sur la fig. 3-51 on a indiqué les caractéristiques mécaniques d'un moteur dérivation lors de l'ouverture et de la fermeture impulsionnelles du circuit d'induit pour différentes valeurs de ε. On entend ici par caractéristique mécanique la variation de la vitesse moyenne du moteur en fonction du couple résistant. La forme de cette caractéristique est facile à comprendre. En effet, si $\varepsilon = 1$, le moteur est en circuit de façon permanente et à ce cas limite correspond la caractéristique naturelle. Dans l'autre cas limite lorsque $\varepsilon = 0$, le moteur est hors circuit et, par conséquent, son couple est nul. La caractéristique mécanique pour $\varepsilon = 0$ coïncide avec l'axe des ordonnées. Il est évident que pour les valeurs intermédiaires $1 > \varepsilon > 0$ la famille de caractéristiques mécaniques sera disposée entre la caractéristique naturelle et l'axe des ordonnées. Ces caractéristiques rappellent les caractéristiques du moteur lors du réglage de la vitesse à l'aide d'un rhéostat.

Lorsque le moteur fonctionne suivant le schéma présenté sur la fig. 3-50,*b*, le contacteur *K* branche ou shunte périodiquement une résistance additionnelle dans le circuit d'induit du moteur. Les caractéristiques mécaniques du moteur dans ce dernier cas sont indiquées sur la fig. 3-52. Le moteur avec le contacteur ouvert ($\varepsilon = 0$) restant connecté au réseau, sa caractéristique mécanique rappelle une caractéristique rhéostatique ordinaire. Toutes les caractéristiques pour $\varepsilon > 0$ se situent au-dessus de la caractéristique indiquée. Dans ce branchement la rigidité des caractéristiques du

moteur pour des valeurs identiques de ε est plus grande que dans le cas précédent.

On obtient des caractéristiques mécaniques plus rigides lorsqu'on branche le moteur suivant le schéma indiqué sur la fig. 3-50,*c*. Par commutation spéciale (en utilisant, par exemple, un contacteur réversible) lors de l'envoi d'une impulsion, le moteur est connecté au réseau et lors de l'envoi d'une autre impulsion, il fonctionne en régime de freinage rhéostatique.

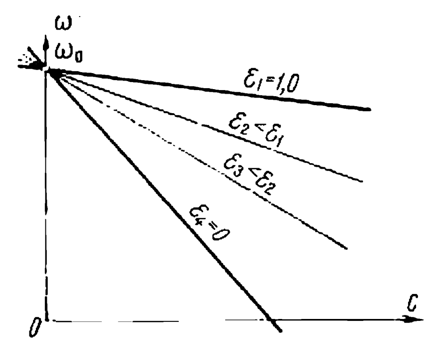


Fig. 3-52. Caractéristiques mécaniques pour le fonctionnement du moteur selon le schéma de la fig. 3-50,*b*

Dans l'un des cas limites ($\varepsilon = 0$) l'induit du moteur est déconnecté du réseau et branché sur une résistance. Le freinage rhéostatique du moteur est alors réalisé et sa caractéristique mécanique passe par l'origine des coordonnées. Comme dans le cas précédent pour $\varepsilon = 1$ on obtient la caractéristique naturelle du moteur. Pour les valeurs intermédiaires de ε les caractéristiques mécaniques (fig. 3-53) ressemblent aux caractéristiques d'un moteur à excitation en dérivation lors du réglage de sa vitesse par shuntage de l'induit.

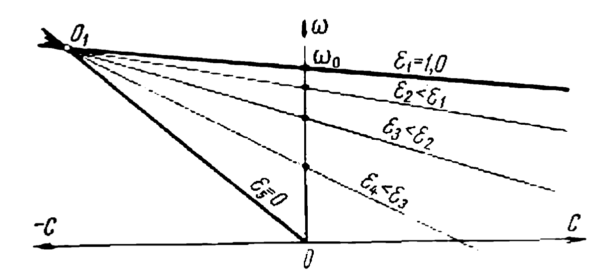


Fig. 3-53. Caractéristiques mécaniques pour le fonctionnement du moteur selon le schéma de la fig. 3-50,*c*

Lorsque le moteur est branché suivant le schéma de la fig.3-50,*d*, on obtient une famille de caractéristiques correspondant au réglage de la vitesse d'un moteur dérivation par diminution du flux magnétique.

Le moteur branché suivant le schéma de la fig. 3-50,*e* possède des caractéristiques mécaniques encore plus rigides, ce qui permet

d'assurer une gamme de réglage des vitesses plus étendue que dans les cas précédents.

Dans le schéma examiné on admet que le moteur possède deux enroulements d'excitation indépendants Exc_1 et Exc_2 qui créent chacun une force magnétisante de même valeur mais de signe différent. Lors du branchement prolongé d'un enroulement Exc_1 ($\varepsilon = 1,0$) le moteur fonctionne sur sa caractéristique naturelle. Le débranchement de l'enroulement d'excitation Exc_1 et le branchement de l'enroulement Exc_2 ($\varepsilon = 0$) font fonctionner le moteur suivant sa caractéristique naturelle mais avec un sens de rotation inverse. Pour $\varepsilon = 0,5$ la caractéristique mécanique du moteur passe par l'origine des coordonnées, parallèlement à la caractéristique naturelle. En faisant varier ε entre 0,5 et 1,0 on peut régler la vitesse du moteur dans des limites relativement larges (fig. 3-54). Les caractéristiques indiquées sont semblables à celles qu'on obtient dans le système génératrice-moteur.

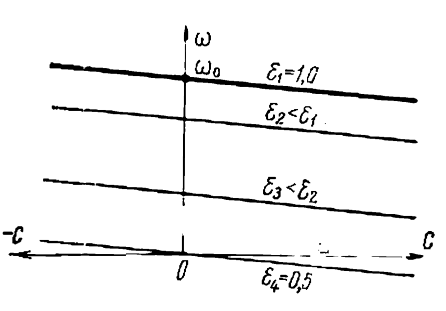


Fig. 3-54. Caractéristiques mécaniques pour le fonctionnement du moteur selon le schéma de la fig. 3-50,*e*

Le réglage impulsionnel de la vitesse d'un moteur à courant continu trouve son emploi dans les commandes des faibles puissances (par exemple, dans les dispositifs auxiliaires à bord des avions, dans les systèmes asservis, etc.).

La méthode impulsionnelle de réglage de la vitesse de rotation peut être aussi appliquée aux moteurs à courant alternatif. Plusieurs schémas les plus simples de branchement des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit avec contrôle impulsionnel sont indiqués sur la fig. 3-55. Leurs caractéristiques mécaniques respectives sont données sur la fig. 3-56. Le réglage impulsionnel de la vitesse des moteurs à rotor en court-circuit est obtenu également par fermeture et ouverture périodiques du contacteur *K*. Les caractéristiques mécaniques d'un moteur à condensateur réglé par branchement et débranchement périodiques de l'un des enroulements statoriques (fig. 3-55,*d*) sont données sur la figure 3-56,*d*.

Le réglage suivant les schémas de la fig. 3-55 peut être fait dans des limites relativement larges seulement avec les systèmes fermés de la commande où on utilise, comme il l'a été montré ci-dessus, les réactions pour le maintien automatique de la vitesse du moteur au niveau requis.

Il est à noter que le fonctionnement fiable et précis du réglage impulsionnel de la vitesse des moteurs dépend de la fiabilité et de

la rapidité des appareils de contrôle. Les appareils à semi-conducteurs contrôlés sont sous ce rapport bien prometteurs, par exemple

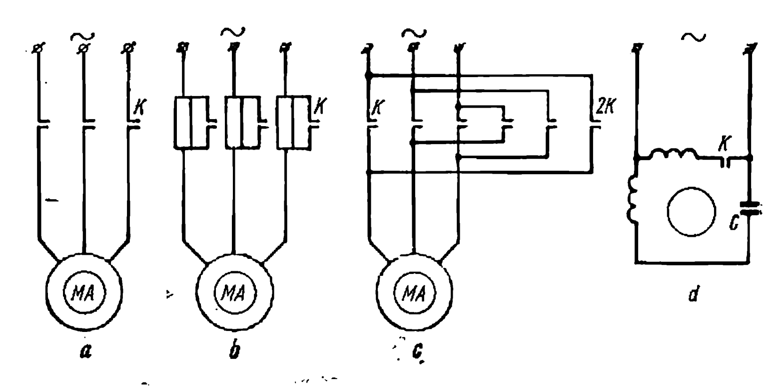


Fig. 3-55. Schemas de principe d'une commande impulsionnelle d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit

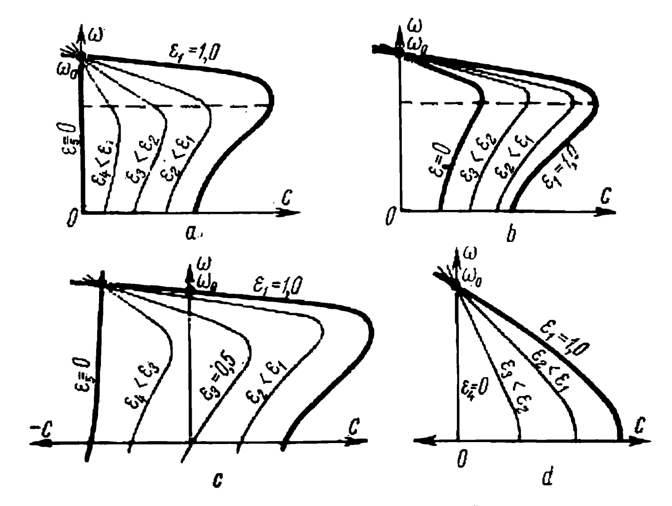


Fig. 3-56. Caractéristiques mécaniques des moteurs commandés selon les schémas de la fig. 3-55

des thyristors qui peuvent être utilisés en qualité des appareils de contrôle sans contacts (statiques).

CHAPITRE IV

CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES ET PROPRIÉTÉS DE RÉGLAGE DES DISPOSITIFS DE COMMANDE ÉLECTRIQUE SPÉCIAUX

4-1. Généralités

Dans certains cas pour des raisons de facilité de construction ou pour réduire le moment de giration du dispositif de commande ainsi que par l'impossibilité d'exécuter un système de commande de grande puissance avec un seul moteur on utilise des systèmes de commande comprenant deux ou plusieurs machines réunies entre elles mécaniquement ou électriquement.

De tels systèmes de commande sont utilisés dans l'industrie métallurgique, dans les engins de levage et de translation, dans des installations spéciales de grande puissance, etc.

A titre d'exemple, on peut indiquer le groupe de commande utilisé dans un tunnel aérodynamique et comportant deux puissants moteurs à courant continu montés sur un arbre commun et réglés par un groupe Ward-Léonard.

Un autre exemple est le dispositif de commande d'une puissante grue à portique ou d'un sas d'écluse où un seul mécanisme est actionné par deux moteurs disposés à grande distance l'un de l'autre. Ces moteurs sont réunis électriquement pour assurer un travail concordant. Dans certains cas, où lors du réglage de la vitesse il faut assurer une vitesse stable dite rampante (par exemple dans un pont roulant), on utilise un système de commande comportant deux machines calées sur le même arbre dont l'une fonctionne en régime moteur et l'autre en régime de freinage.

Pour le réglage progressif de la vitesse des moteurs à courant alternatif on utilise parfois, en plus des méthodes indiquées dans le chapitre III, des systèmes spéciaux comportant deux ou plusieurs machines réunies entre elles.

Indiquons à titre d'exemple la commande électrique avec accouplement de roue libre, la connexion des machines électriques en cascade, le système à stator pivotant, etc.

Le présent chapitre est consacré à l'étude des propriétés de réglage de différents systèmes de commande comprenant deux ou plusieurs moteurs utilisés dans l'industrie.

4-2. Commande électrique avec accouplement mécanique de machines fonctionnant en régime moteur

L'accouplement rigide des arbres des machines électriques est souvent utilisé dans la commande à deux moteurs. Lors de la mise en circuit des deux moteurs la caractéristique mécanique du système

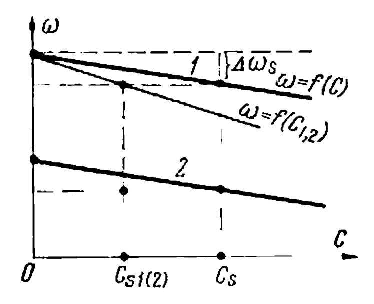


Fig. 4-1. Caractéristiques mécaniques d'un système de commande à deux moteurs

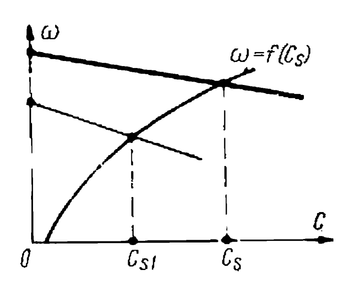


Fig. 4-2. Caractéristiques mécaniques d'un système de commande à deux moteurs avec une charge analogue à celle d'un ventilateur

de commande est égale à la somme des caractéristiques des moteurs pris individuellement *).

Sur la fig. 4-1 on voit en trait fin la caractéristique de chaque moteur $\omega = f(C_{1,2})$, en trait gras la caractéristique mécanique résultante du groupe de commande $\omega = f(C)$.

Lorsque les deux machines fonctionnent en moteurs et ont des caractéristiques identiques, la charge est répartie de façon égale entre eux.

La caractéristique mécanique résultante du groupe de commande est plus rigide que la caractéristique de chacun des moteurs.

Un tel système de commande peut être réglable ou non. Par exemple, si les deux moteurs à courant continu à excitation indépendante sont branchés en parallèle et qu'il faille régler la vitesse du groupe de commande, on peut réaliser cela en faisant varier la tension appliquée ou en utilisant une autre méthode connue.

La caractéristique mécanique résultante *2* du dispositif de commande à tension réduite est parallèle à la caractéristique *1* (fig. 4-1).

Pour une vitesse réduite la répartition de la charge sera aussi uniforme.

---

*) Dans ce chapitre et plus loin nous entendrons par accouplement mécanique des machines un accouplement rigide. Le fonctionnement des moteurs électriques à accouplement par friction ou par transmission à différentiel ne sera pas examiné.

Lorsque la charge varie de façon analogue à celle d'un ventilateur (fig. 4-2) et que l'on diminue la vitesse jusqu'à une certaine valeur, les deux moteurs fonctionnent. Ensuite, on débranche un moteur et la charge est supportée seulement par l'autre moteur. La rigidité de la caractéristique d'un seul moteur est inférieure à la rigidité de la caractéristique résultante.

Les caractéristiques mécaniques des moteurs peuvent ne pas coïncider par suite des différentes valeurs des résistances des circuits d'induit ou par suite des courants d'excitation inégaux. Lors du travail commun de ces moteurs la répartition de la charge entre eux n'est pas la même. Les caractéristiques individuelles des moteurs pour différentes résistances des circuits d'induit et la caractéristique résultante sont données sur la fig. 4-3. Les caractéristiques mécaniques de deux moteurs à excitation en dérivation pour différentes valeurs des courants d'excitation sont données sur la fig. 4-4.

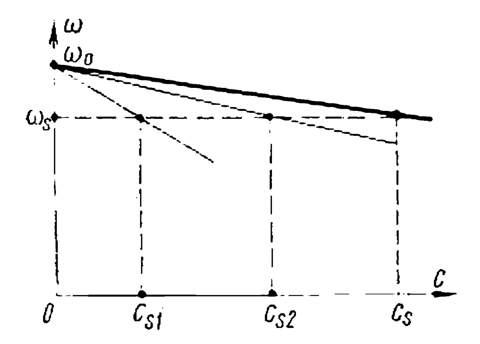


Fig. 4-3. Caractéristiques mécaniques pour différentes résistances des circuits d'induit

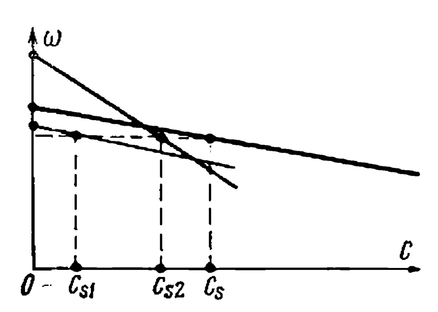


Fig. 4-4. Caractéristiques mécaniques pour différents courants d'excitation

Le fonctionnement en commun des moteurs à excitation série assure une répartition des charges plus uniforme que dans le cas précédent pour la même différence de résistances, car les caractéristiques de ces moteurs sont moins rigides.

Pour différentes vitesses de marche à vide idéale de deux moteurs dérivation on peut réduire la répartition non uniforme des charges en insérant une résistance additionnelle dans les circuits des enroulements d'excitation.

Pour les mêmes vitesses de marche à vide idéale et la connexion en parallèle des circuits d'induit présentant des résistances différentes il faut introduire une résistance additionnelle permanente dans le circuit d'induit du moteur ayant la résistance plus petite (fig. 4-5).

De façon analogue, c'est-à-dire par insertion d'une résistance additionnelle permanente dans le circuit rotorique, on peut, par exemple, obtenir une répartition uniforme des charges entre des moteurs asynchrones dont les caractéristiques mécaniques dans leur partie utile ne présentent pas la même rigidité.

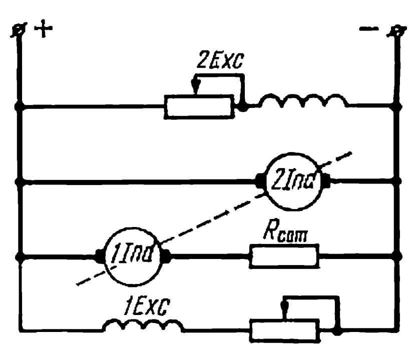


Fig. 4-5. Schéma de connexion en dérivation pour différentes résistances de l'induit des moteurs

La répartition uniforme des charges avec des résistances inégales des circuits d'induit peut être réalisée par connexion en série des moteurs (fig. 4-6) si la tension du réseau est suffisante pour obtenir la vitesse requise.

Le courant dans le circuit d'induit des deux moteurs étant le même, à la même vitesse la tension aux bornes de l'induit d'un seul moteur est

$$U_1 = c\omega + IR_1,$$

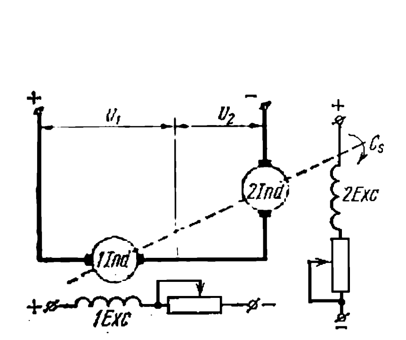


Fig. 4-6. Schéma de connexion en série des moteurs lorsqu'ils actionnent un arbre commun

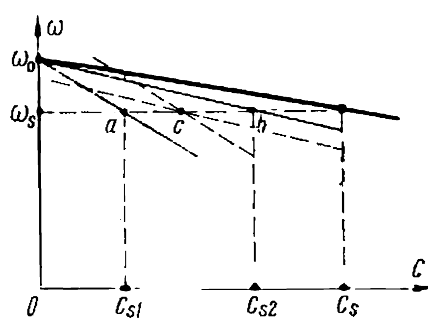


Fig. 4-7. Caractéristiques mécaniques lors de la connexion en série des circuits d'induit de deux moteurs

et aux bornes de l'induit de l'autre moteur

$$U_2 = c\omega + IR_2.$$

Par conséquent, la tension aux bornes de l'induit d'un moteur de résistance plus grande sera plus élevée et la tension aux bornes d'un moteur de résistance plus petite sera plus petite. La caractéristique $\omega_0 a$ se déplacera parallèlement à elle-même vers le haut et

la caractéristique $\omega_0 b$ se déplacera vers le bas (fig. 4-7). Au point c les deux caractéristiques se coupent pour le même couple de chaque moteur.

4-3. Commande par moteur asynchrone permettant d'obtenir des vitesses réduites

Dans certaines installations industrielles commandées par des moteurs à courant alternatif il est nécessaire d'assurer un fonctionnement stable à vitesse réduite. Par exemple dans les dispositifs

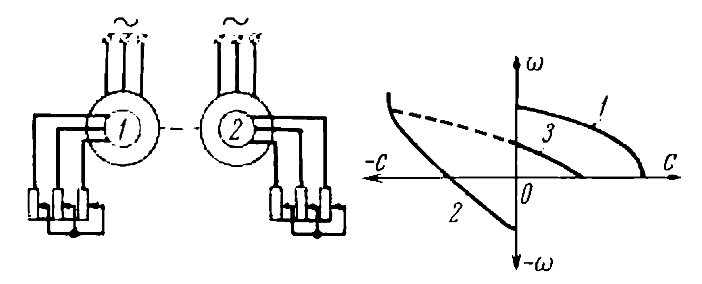


Fig. 4-8. Schéma de principe et caractéristiques mécaniques de deux moteurs asynchrones lorsque l'un d'eux fonctionne en régime de contre-courant

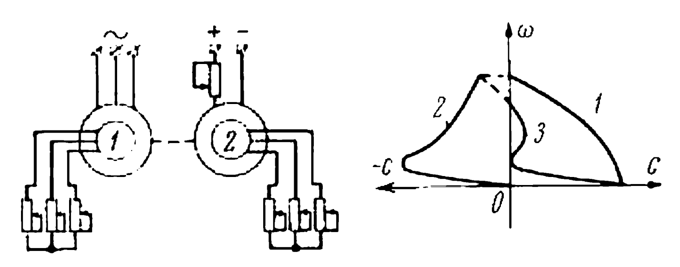


Fig. 4-9. Schéma de principe et caractéristiques mécaniques de deux moteurs asynchrones lorsque l'un d'eux fonctionne en régime de freinage rhéostatique

de levage il faut assurer un arrêt suffisamment précis; pour cette raison il est très important d'assurer un freinage à partir d'une faible vitesse avant l'arrêt complet.

Il est possible d'obtenir une vitesse réduite lors du fonctionnement commun de deux moteurs asynchrones accouplés mécaniquement dont l'un fonctionne en régime moteur et l'autre, en régime de freinage à contre-courant

Les caractéristiques mécaniques *1* et *2* de ces machines sont indiquées sur la fig. 4-8. La pente de ces caractéristiques augmente avec

l'accroissement de la résistance du circuit rotorique. L'addition graphique des deux caractéristiques donne la caractéristique résultante *3* du système de commande qui en régime moteur présente une rigidité suffisante aux faibles vitesses.

La caractéristique mécanique résultante *3* indiquée sur la fig. 4-9 est plus rigide en régime moteur à vitesse réduite. Elle correspond au schéma où la première machine fonctionne en moteur (courbe *1*) et la seconde en régime de freinage rhéostatique (courbe *2*). On

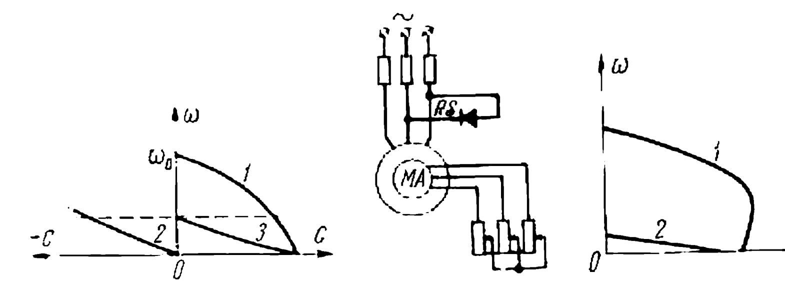


Fig. 4-10. Caractéristiques mécaniques de deux moteurs dont l'un fonctionne en régime moteur et l'autre en régime de freinage

Fig. 4-11. Schéma de principe et caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone :

1 — caractéristique rhéostatique ; *2* — caractéristique lors de la combinaison des régimes moteur et de freinage

obtient le régime de freinage rhéostatique de la seconde machine en connectant les enroulements statoriques à une source de courant continu. Un résultat à peu près analogue peut être obtenu si le moteur asynchrone est réuni à une machine auxiliaire à courant continu qui fonctionne également en régime de freinage rhéostatique. En diminuant la résistance du circuit d'induit de la machine à courant continu on peut obtenir des caractéristiques résultantes plus rigides (fig. 4-10).

Il y a peu de temps des montages plus simples où une vitesse réduite est obtenue par utilisation d'un seul moteur asynchrone ont été utilisés.

Un tel montage mis au point par l'entreprise soviétique «Ouralénergoavtomatika» est indiqué sur la fig. 4-11.

Par introduction de la composante continue du courant à l'aide d'un redresseur à semi-conducteurs *RS* on obtient la concordance des régimes moteur et de freinage. La caractéristique résultante *2* présente une grande rigidité pour les faibles vitesses.

Il est évident que les systèmes de réglage des vitesses examinés dans ce paragraphe ont un faible rendement et ne sont pas utilisés pour les services permanents.

Exemple 4-1. Un moteur asynchrone à bagues (type AK-91/4) présente les caractéristiques suivantes : $P_n = 75$ kW, $U_n = 220/380$ V, $I_n = 247/143$ A, $n_n = 1\,460$ tr/mn (152,5 rd/s) ; caractéristiques du rotor : $E_{2cc} = 383$ V, $I_{2n} = 115$ A, $\lambda = 2,6$. Le moteur est accouplé à une machine à courant continu (du type П91) dont les caractéristiques sont suivantes : $P_n = 32$ kW, $U_n = 220$ V, $I_n = 172$ A, $n_n = 1\,000$ tr/mn (104,8 rd/s), $R_{ind} = 0,062$ ohm.

Calculer les résistances additionnelles qu'il faut insérer dans les circuits du rotor du moteur asynchrone et de l'induit de la machine à courant continu pour obtenir une vitesse du groupe $n = 200$ tr/mn (20,9 rd/s) avec un couple résistant $C_1 = 0,6C_n$ du moteur asynchrone.

Lors du fonctionnement à vitesse $\omega = 20,9$ rd/s le courant rotorique ne doit pas dépasser 1,2 fois le courant nominal.

Construire les caractéristiques des machines et la caractéristique résultante du groupe.

Solution. Le couple nominal du moteur asynchrone

$$C_n = \frac{75 \cdot 10^3}{152,5} = 492 \text{ Nm}.$$

Le couple maximal

$$C_c = 2,6 \cdot 492 = 1\,278 \text{ Nm}.$$

Fig. 4-12. Caractéristiques mécaniques permettant d'obtenir une vitesse réduite

Le glissement critique

$$g_c = g_n(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = \frac{157 - 152,5}{157}(2,6 + \sqrt{2,6^2 - 1}) = 0,0286 \cdot 5,0 \approx 0,14.$$

La résistance d'une phase du rotor

$$R_2 = \frac{E_{2cc} g_n}{\sqrt{3}\, I_{2n}} = \frac{383 \cdot 0,0286}{1,73 \cdot 115} = 0,055 \text{ ohm}.$$

La résistance additionnelle dans le rotor du moteur asynchrone

$$R_{ad.\,ma} = \frac{E_{2cc} g}{\sqrt{3}\, 1,2 I_{2n}} - R_2 = \frac{383 \dfrac{157 - 20,9}{157}}{1,73 \cdot 1,2 \cdot 115} - 0,055 = 1,33 \text{ ohm}.$$

Le glissement critique lorsque la résistance additionnelle est branchée

$$g_c' = g_c \frac{R_{ad.\,ma} + R_2}{R_2} = 0,14 \frac{1,385}{0,055} = 3,53.$$

Le couple développé par le moteur asynchrone pour la vitesse $n = 200$ tr/mn (20,9 rd/s)

$$C_{ma} = \frac{2C_c}{\dfrac{g}{g_c'} + \dfrac{g_c'}{g}} = \frac{2 \cdot 1\,278}{\dfrac{0,865}{3,53} + \dfrac{3,53}{0,865}} = 592 \text{ Nm}$$

pour $g = \dfrac{157 - 20,9}{157} = 0,865.$

Le couple moteur du groupe

$$C_1 = 0{,}6C_n = 0{,}6 \cdot 492 = 295 \text{ Nm}.$$

Le couple de freinage de la machine à courant continu

$$C_{mc} = C_1 - C_{ma} = 295 - 592 = -287 \text{ Nm}.$$

Le coefficient est $c = 2 \text{ V} \cdot \frac{\text{s}}{\text{rd}}$; $C_0 = 38$ Nm (voir exemple 2-3).

La valeur de la résistance additionnelle

$$R_{ad.\,mc} = \frac{c^2 \omega}{C_{mc} - C_0} - R_{ind} = \frac{2^2 \cdot 20{,}9}{287 - 38} - 0{,}062 = 0{,}274 \text{ ohm}.$$

La fig. 4-12 montre les caractéristiques mécaniques des machines et la caractéristique mécanique résultante du groupe.

4-4. Réglage de la vitesse de rotation à l'aide d'un accouplement asynchrone coulissant

On utilise actuellement pour des commandes réglables des accouplements électromagnétiques asynchrones coulissants.

Un accouplement électromagnétique comporte deux parties principales: 1) un induit qui rappelle le rotor d'un moteur asynchrone et qui peut être construit avec un enroulement en court-

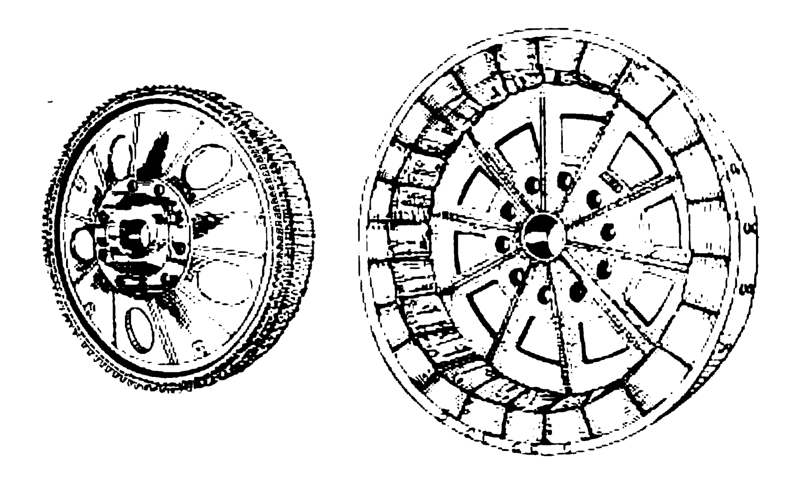


Fig. 4-13. Accouplement asynchrone coulissant avec induit intérieur

circuit sous forme d'une cage d'écureuil ou simplement remplacé par un noyau de fer plein, et 2) un inducteur excité par du courant continu.

Les accouplements sont généralement exécutés avec un induit intérieur; l'inducteur avec ses pôles est alors situé à l'extérieur

(fig. 4-13). On fabrique aussi des accouplements avec un induit extérieur et un inducteur intérieur (fig. 4-14). Les deux parties de l'accouplement tournent et la partie menante (l'induit ou l'inducteur) est réunie au moteur primaire fonctionnant pratiquement à vitesse constante. On peut utiliser comme moteur primaire un moteur asynchrone. La partie menée de l'accouplement est réunie à la machine entraînée dont il faut régler la vitesse ; cette partie de l'accouplement n'est pas réunie mécaniquement avec la partie menante.

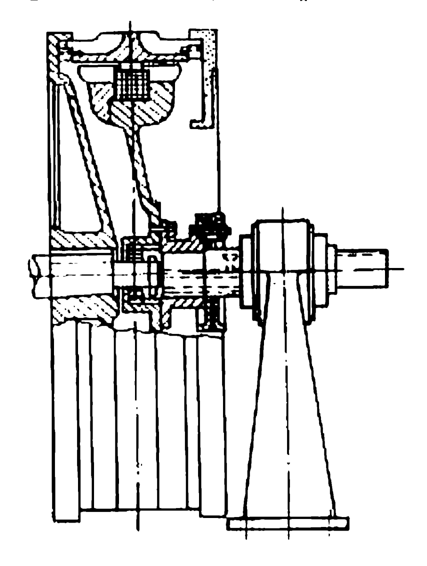


Fig. 4-14. Accouplement asynchrone coulissant avec induit extérieur

Lorsque la partie menante de l'accouplement tourne, le champ magnétique de l'inducteur coupe l'induit et y induit des courants dont l'interaction avec le champ magnétique de l'inducteur engendre le couple moteur. De cette façon, grâce au couplage magnétique, la partie menante de l'accouplement entraîne la partie menée.

Si la résistance de l'enroulement d'induit est faible à charge nominale et à courant d'excitation total, la vitesse de la partie menée de l'accouplement différera peu de la vitesse de la partie menante (de 2 à 2,5 %).

La valeur de la différence de vitesses, ou glissement de l'accouplement asynchrone, est proportionnelle à la résistance de l'induit. Dans son principe de fonctionnement l'accouplement rappelle un moteur asynchrone mais il en diffère par le fait que le flux magnétique y est créé par les pôles tournants excités par du courant continu et non pas par du courant triphasé.

Les caractéristiques mécaniques d'un dispositif de commande à accouplement électromagnétique dans le cas indiqué sont représentées sur la fig. 4-15.

Les chiffres *3*, *5*, . . ., *100* caractérisent en pour cent la valeur du courant d'excitation. Puisque l'on peut régler progressivement le courant d'excitation de l'accouplement, le réglage de la vitesse de la machine entraînée se fait aussi de façon très progressive.

Les caractéristiques mécaniques du dispositif de commande considéré rappellent celles obtenues lors du réglage rhéostatique.

Des caractéristiques analogues peuvent être obtenues aussi dans un système comprenant deux moteurs asynchrones à bagues réunis

mécaniquement par un arbre commun et dont l'un est à stator pivotant.

Le système à accouplement électromagnétique peut assurer une gamme relativement large de réglage (environ 10 : 1) si l'on utilise des circuits de réaction pour stabiliser la vitesse de rotation.

Le rendement d'un système de commande à accouplement électromagnétique est un peu inférieur à celui d'une commande à réglage rhéostatique. Ceci s'explique par le fait que le rendement total du dispositif de commande est égal au produit du rendement de l'accouplement par le rendement du moteur d'entraînement.

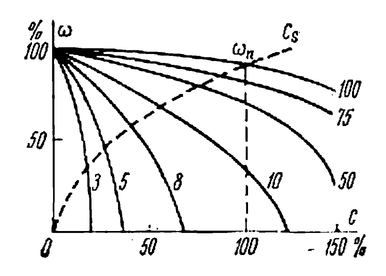


Fig. 4-15. Caractéristiques mécaniques d'un moteur de commande avec accouplement asynchrone coulissant

Les pertes dans l'accouplement même sont égales surtout aux pertes de glissement qui se dégagent dans l'induit de l'accouplement. Pour cette raison dans les accouplements puissants il faut créer des dispositifs spéciaux pour évacuer la grande quantité de la chaleur qui se dégage dans l'induit lors du réglage de la vitesse. Si on adopte la puissance absorbée par la machine entraînée égale à 100 %, la puissance installée du dispositif de commande avec accouplement électromagnétique doit être de 200 %.

Les avantages d'une commande électrique réglable à accouplement électromagnétique sont la grande progressivité de réglage et la commodité de contrôle.

A l'heure actuelle il existe des dispositifs de commande électrique avec accouplements asynchrones de plusieurs milliers de kW utilisés pour l'entraînement des mécanismes à couple résistant analogue à celui d'un ventilateur.

4-5. Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone dans les montages en cascade

Dans les puissantes installations industrielles exigeant un réglage progressif de la vitesse, par exemple, dans les grosses soufflantes, les ventilateurs de mines, les pompes centrifuges, etc., les méthodes de réglage de la vitesse des moteurs asynchrones examinées plus haut ne peuvent être adoptées car elles sont peu économiques ou n'assurent pas un réglage progressif. Afin d'éviter ces inconvénients on monte parfois les moteurs asynchrones en cascade. Dans les montages en cascade l'énergie de glissement n'est pas perdue mais revient après une transformation correspondante soit au réseau

(cascade électrique); soit à l'arbre du moteur réglé (cascade électromécanique).

Le principe de réglage de la vitesse dans les schémas en cascade consiste à injecter dans le circuit rotorique du moteur asynchrone à l'aide d'une machine spéciale une f.é.m. complémentaire E_{com} de fréquence toujours égale à celle du rotor.

L'un des schémas de principe possibles de réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone connecté en cascade est indiqué sur la fig. 4-16. L'installation comprend quatre machines : un moteur asynchrone réglable MA, un moteur à courant continu MC accouplé mécaniquement avec une machine asynchrone auxiliaire MAA et une commutatrice rotative COM qui transforme l'énergie de glissement du moteur MA en énergie de courant continu.

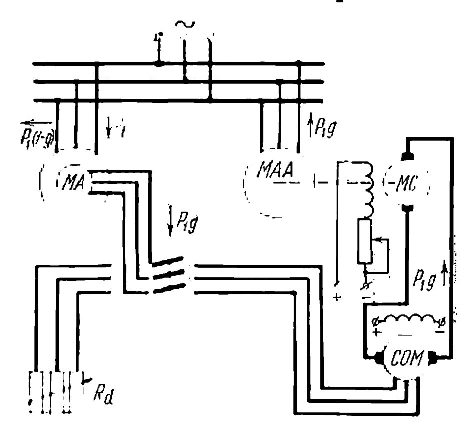


Fig. 4-16. Schéma de principe d'une cascade électrique

Le démarrage du moteur asynchrone se fait à l'aide du rhéostat de démarrage R_d. Dès que la vitesse du moteur atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme, on réunit ses bagues aux bagues de la commutatrice dont l'enroulement d'excitation est alimenté en courant continu. La commutatrice accroche et tourne à une vitesse correspondant à la fréquence de glissement. Du côté courant continu la commutatrice est connectée à l'induit du moteur MC.

Le réglage de la vitesse se fait par variation du courant d'excitation du moteur à courant continu. Lors de l'accroissement du courant d'excitation et par conséquent de la f.é.m. du moteur à courant continu MC le courant dans le circuit d'induit de la commutatrice COM diminue, ce qui provoque une diminution du courant alternatif dans l'enroulement rotorique du moteur asynchrone. La diminution du courant dans le rotor fait diminuer le couple moteur. Si lors du réglage le couple résistant reste constant, la diminution du couple moteur provoque un ralentissement du moteur.

Le glissement augmente alors ainsi que la fréquence et la tension aux bagues du moteur asynchrone et de la commutatrice et, par conséquent, le courant augmente. Il croît jusqu'au moment où le couple du moteur devient égal au couple résistant. L'énergie de glissement provenant du moteur asynchrone revient au réseau par la commutatrice, le moteur à courant continu MC et la machine asynchrone auxiliaire MAA.

L'utilisation complète du moteur lors du réglage de la vitesse dans le système examiné est atteinte dans le cas d'un couple constant sur l'arbre et pour cette raison on appelle parfois le schéma de la fig. 4-16 cascade à couple constant.

Le schéma d'une cascade électromécanique est indiqué sur la fig. 4-17. La mise en marche et le réglage de la vitesse y sont assurés comme l'indique le schéma de la fig. 4-16. Mais l'énergie de glissement dans cette cascade (moins les pertes) est transmise par le moteur à courant continu à l'arbre du moteur asynchrone sous forme d'énergie mécanique.

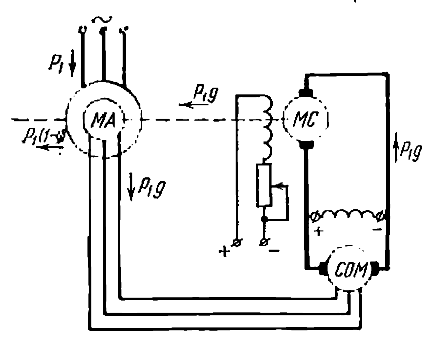


Fig. 4-17. Schéma de principe d'une cascade électromécanique

Si l'on néglige les pertes dans les machines faisant partie de la cascade, il est évident que la puissance fournie à l'arbre par le moteur asynchrone

$$P_{\text{méc}} = P_1(1-g), \qquad (4\text{-}1)$$

où P_1 est la puissance prise au réseau ; g, le glissement du moteur asynchrone.

De plus, la puissance de glissement $P_g = P_1 g$ passant par la commutatrice et le moteur à courant continu reviendra également à l'arbre du moteur asynchrone. De cette façon, indépendamment de la valeur de g (et, par conséquent, de la vitesse) la puissance du moteur asynchrone peut être maintenue constante. La cascade électromécanique est parfois appelée cascade à puissance constante.

En ce qui concerne les pertes d'énergie, le réglage de la vitesse dans les installations à cascade est économique.

La gamme de réglage des installations à cascade examinées ne dépasse pas pratiquement (1,5 à 2) : 1. Un accroissement de la gamme de réglage de la vitesse est lié à l'accroissement des dimensions de la commutatrice et du moteur à courant continu.

A l'heure actuelle les commutatrices sont remplacées dans les cascades par des soupapes à vapeur de mercure ou à semi-conducteurs, ce qui fait disparaître les problèmes de commutation et de stabilité. La fig. 4-18 montre le schéma de principe d'une cascade électromécanique avec soupapes à semi-conducteurs insérées dans son circuit rotorique. Le réglage de la vitesse du moteur asynchrone, comme dans le schéma précédent, se fait par variation du courant d'excitation du moteur à courant continu *MC*.

La fig. 4-19 montre le schéma d'une cascade électrique avec soupapes à semi-conducteurs. Dans ce montage le groupe auxiliaire à vitesse constante peut aussi être remplacé par un convertisseur ionique ou à semi-conducteurs et un transformateur. Cette installa-

tion en cascade est appelée cascade à soupapes (fig. 4-20). Elle est composée d'un moteur asynchrone à bagues *MA*, d'un pont redresseur *PR*, d'une source d'alimentation, qui peut être un onduleur

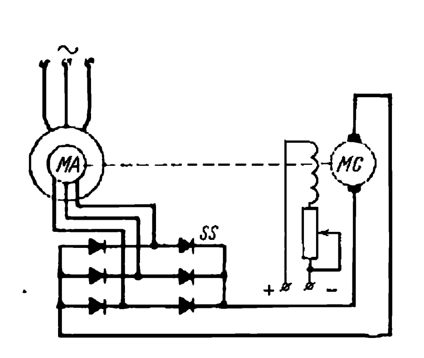


Fig. 4-18. Schéma de principe d'une cascade électromécanique avec soupapes à semi-conducteurs

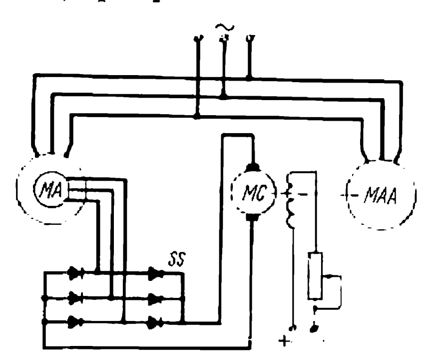


Fig. 4-19. Schéma de principe d'une cascade électrique avec soupapes à semi-conducteurs

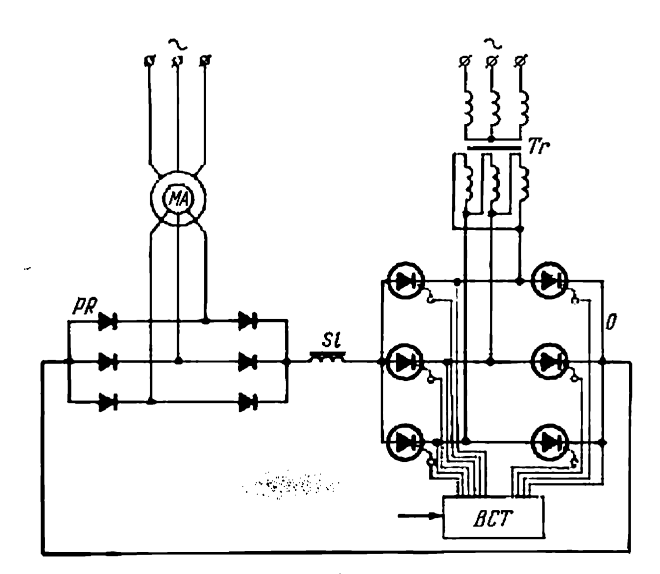


Fig. 4-20. Schéma de principe d'une cascade asynchrone à soupapes: *PR*—pont redresseur; *O* — onduleur; *BCT* — bloc de contrôle de thyristors; *Tr* — transformateur; *Sl* — self de lissage

à semi-conducteurs *O*, et d'un transformateur d'adaptation *Tr*. Pour les systèmes de commande des puissances relativement faibles, l'onduleur est monté en pont triphasé; pour des puissances plus élevées, les soupapes de l'onduleur sont connectées au montage du

type « deux étoiles opposées avec self d'égalisation ». Le principe de fonctionnement d'une cascade à soupapes est analogue à celui de la cascade à machines et à soupapes décrite ci-dessus. Au circuit de tension redressée du rotor on applique une f.é.m. de l'onduleur en opposition. La tension redressée du rotor équilibre la force contre-électromotrice de l'onduleur, la chute de tension dans les résistances du circuit rotorique et la tension due à la commutation des soupapes.

Si l'on diminue la force contre-électromotrice de l'onduleur, le courant du circuit rotorique augmente, le couple du moteur devient plus grand et la vitesse du moteur croît. Le moteur accélère jusqu'au moment où son couple devient égal au couple résistant. Le régime permanent du moteur sera établi à une vitesse plus grande.

Avec l'augmentation de la force contre-électromotrice la vitesse du moteur diminue. Les avantages offerts par la cascade à soupapes sont l'absence de groupe tournant de vitesse constante, un rendement relativement élevé et une réponse à la commande beaucoup plus rapide qu'avec le groupe tournant par suite de la faible inertie du système de contrôle de l'onduleur. Parmi les défauts de cet ensemble de commande notons le bas facteur de puissance.

Grâce à l'emploi d'appareils semi-conducteurs, les installations en cascade s'avèrent relativement fiables et simples dans le maniement, d'où leurs applications de plus en plus nombreuses.

4-6. Rotation synchrone des dispositifs de commande électrique

La rotation synchrone des moteurs électriques est utilisée pour assurer une vitesse identique aux différents mécanismes d'une installation sans liaison mécanique. De telles installations sont utilisées pour actionner les portes des écluses, les ponts roulants de manutention, les ponts basculants, les convoyeurs ainsi que d'autres mécanismes.

L'utilisation d'une liaison mécanique entre différents éléments d'un groupe situés l'un de l'autre à une distance relativement grande nécessite l'utilisation de systèmes de transmission compliqués et encombrants. Avec l'accroissement de la distance la longueur et le diamètre des arbres augmentent, le nombre de paliers croît et dans certains cas il est même impossible de réaliser la liaison mécanique.

Dans ce cas il est rationnel de remplacer le système de liaison mécanique par une liaison électrique synchrone appelée parfois arbre électrique. Les systèmes de rotation synchrone des différents éléments du mécanisme permettent de simplifier beaucoup ce dernier et de le rendre plus compact que lors de l'utilisation d'une liaison mécanique entre ces éléments.

En principe la rotation synchrone peut être réalisée non seulement avec des moteurs électriques mais aussi avec des moteurs d'un autre genre. Dans ce cas il faut utiliser des machines auxiliaires électriques liées électriquement et permettant d'assurer une rotation synchrone des moteurs non électriques.

On trouvera plus loin les caractéristiques succinctes des différents systèmes de rotation synchrone des moteurs électriques qui

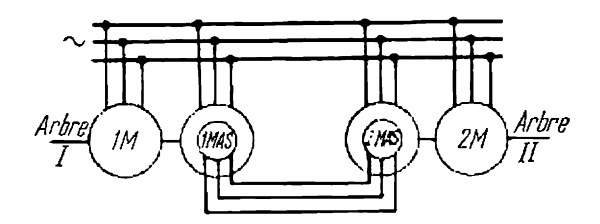


Fig. 4-21. Schéma de rotation synchrone avec machines auxiliaires

sont utilisés dans diverses branches de l'industrie. On peut les diviser en deux groupes principaux:

1) systèmes de rotation synchrone avec machines auxiliaires;

2) systèmes de rotation synchrone sans machines auxiliaires (avec les machines principales).

Au premier groupe appartiennent les systèmes:

a) avec machines asynchrones (à induction) auxiliaires;

b) avec machines auxiliaires synchrones.

En pratique on utilise le plus souvent le système avec machines auxiliaires asynchrones. Ce système peut comporter deux ou plusieurs éléments dont chacun est constitué d'un moteur principal et d'une machine auxiliaire liée rigidement à ce dernier.

Les différents éléments du système ne sont pas liés mécaniquement entre eux.

Il est facile d'examiner le fonctionnement d'un système comprenant deux éléments.

Sur le schéma de la fig. 4-21 *1M* et *2M* désignent les moteurs principaux; ils sont accouplés respectivement aux arbres *I* et *II*. Pour synchroniser la marche des deux arbres on utilise les machines auxiliaires ou synchronisantes *1MAS* et *2MAS* qui, à l'aide des machines principales, peuvent tourner dans le sens de rotation du champ statorique ou en sens inverse. L'égalité des f.é.m. secondaires des machines auxiliaires est la condition indispensable pour que l'installation fonctionne normalement.

Lorsque les rotors des deux machines auxiliaires tournent dans le sens de rotation du champ et lorsque les axes des enroulements

rotoriques sont disposés de façon identique par rapport aux axes du champ statorique, aucun courant ne circulera dans le circuit rotorique des machines *1MAS* et *2MAS*.

Ceci est montré sur la fig. 4-22, où les enroulements rotoriques des machines auxiliaires sont indiqués sous forme de sections séparées de *1MAS* et de *2MAS* se déplaçant à la même vitesse dans le sens du champ statorique. Les axes de ces sections coïncident et l'angle de désadaptation $\theta = 0$. Puisque les enroulements rotoriques

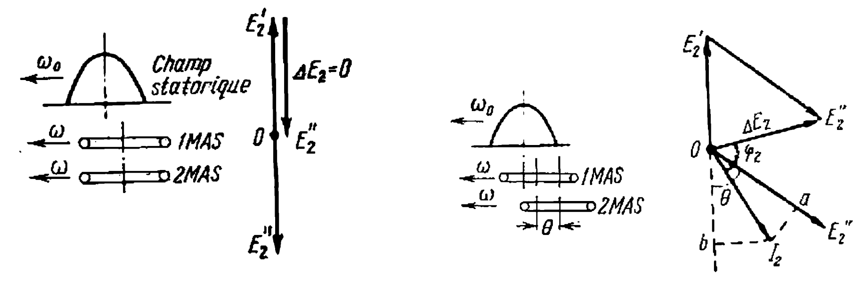


Fig. 4-22. Schéma de disposition mutuelle des sections des rotors et diagramme vectoriel lors d'une position alignée ($\theta = 0$)

Fig. 4-23. Schéma de disposition mutuelle des sections des rotors et diagramme vectoriel pour $\theta \neq 0$

sont branchés en opposition, la f.é.m. résultante dans le circuit rotorique est nulle (fig. 4-22) et le courant dans le rotor et les couples des machines auxiliaires sont également nuls.

Lorsque la charge augmente, par exemple, sur l'arbre du deuxième moteur *2M* par rapport à la charge appliquée à l'arbre du premier moteur *1M*, le rotor de la machine *2MAS* commence à retarder sur le rotor de la machine *1MAS*. Certaines sections des enroulements rotoriques sont alors orientées comme indiqué sur la fig. 4-23.

Dans ce cas les f.é.m. rotoriques ayant les mêmes valeurs absolues sont déphasées et pour la machine qui retarde la f.é.m. du rotor sera en avance. L'angle de désadaptation entre les f.é.m. rotoriques est égal à θ et la f.é.m. résultante $\Delta E_2 \neq 0$. C'est pourquoi les circuits rotoriques seront parcourus par un courant égalisateur I_2 en retard d'un angle φ_2 sur la f.é.m. résultante.

L'intensité de ce courant égalisateur

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2' + \dot{E}_2''}{2\dot{Z}_2}. \tag{4-2}$$

Après quelques transformations on peut trouver les composantes actives des courants de la première et de la seconde machine

d'équilibrage

$$I_{2a(I)} = \frac{E_{2cc}gR_2}{R_2^2+X_{2}^2g^2} \cdot \frac{1-\cos\theta-\frac{X_2g}{R_2}\sin\theta}{2} \quad (4\text{-}3)$$

$$I_{2a(II)} = \frac{E_{2cc}gR_2}{R_2^2+X_{2}^2g^2} \cdot \frac{1-\cos\theta+\frac{X_2g}{R_2}\sin\theta}{2}. \quad (4\text{-}4)$$

Dans ces expressions E_{2cc} est la valeur de la f.é.m. secondaire (rotorique), le rotor étant immobile; R_2, X_2 sont respectivement la résistance et la réactance d'une phase du rotor; g, le glissement; $\frac{E_{2cc}gR_2}{R_2^2+X_2^2g^2}$, la composante active du courant rotorique d'une machine asynchrone dans un schéma normal.

Si l'on admet que le flux magnétique de la machine asynchrone est constant comme c'est le cas dans un schéma normal et qu'avec la connexion donnée des machines auxiliaires, le couple développé est proportionnel à la composante active du courant, c'est-à-dire:

$$C_1 = C_{\text{sch. n}} \frac{1-\cos\theta-\frac{X_2g}{R_2}\sin\theta}{2}, \quad (4\text{-}5)$$

où C_1 est le couple de la première machine auxiliaire *1MAS*; $C_{\text{sch.n}} = \frac{2C_c}{\frac{g_c}{g}+\frac{g}{g_c}}$ est le couple développé par chacune des machines asynchrones dans un schéma normal.

De façon analogue on trouve l'équation pour la seconde machine auxiliaire *2MAS* (fig. 4-21)

$$C_2 = C_{\text{sch. n}} \frac{1-\cos\theta+\frac{X_2g}{R_2}\sin\theta}{2}. \quad (4\text{-}6)$$

L'analyse des expressions (4-5) et (4-6) montre que les couples des machines auxiliaires ne sont pas égaux et que le couple de la seconde machine est toujours positif tandis que celui de la première machine peut aussi être négatif. Cela est montré par le diagramme vectoriel de la fig. 4-23. En effet, la composante active du courant *Oa* est positive par rapport au vecteur de la f.é.m. E''_2 et négative (*Ob*) par rapport à E'_2. Avec la composante active positive le couple est positif et inversement.

La machine auxiliaire *2MAS* (fig. 4-24) en développant un couple positif prend au réseau une puissance P_1 dont une partie (en négligeant les pertes) $P_2 = P_1\,(1-g)$ est livrée au second arbre et l'autre partie sous forme de puissance de glissement est fournie à la première machine auxiliaire. Si la puissance de glissement

dans le rotor de la machine *1MAS* est égale à $P_1 g$, son arbre reçoit une puissance P_1 $(1 - g)$. De cette façon, cette machine, en fonctionnant en générateur, livre au réseau la puissance P_1. Par conséquent, la machine *1MAS* charge le moteur principal *1M* et la machine *2MAS* décharge le moteur *2M*. Ainsi les machines auxiliaires assurent une action d'équilibrage et les deux éléments du système marchent à la même vitesse (tournent au synchronisme) étant chargés de manière inégale.

Il est à noter que la puissance totale fournie par les machines auxiliaires au système est nulle. Les couples développés par les machines auxiliaires pour l'angle de désadaptation donné sont d'autant plus grands que le glissement est plus élevé.

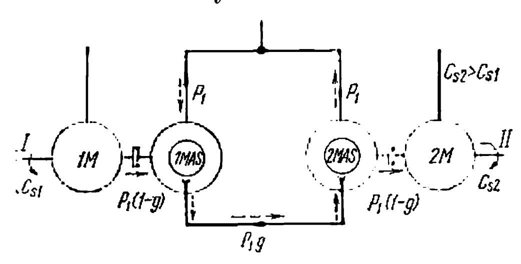


Fig. 4-24. Schéma de répartition des puissances développées par les machines auxiliaires

Pour cette raison, afin d'assurer une synchronisation fiable on fait tourner les rotors des machines auxiliaires en sens opposé à celui du champ $(g > 1)$. Dans le cas qui vient d'être examiné de répartition des charges entre les arbres des éléments du système et de la rotation des machines auxiliaires dans le sens opposé à la rotation du champ, la f.é.m. de la machine *1MAS* sera en avance par rapport à celle de la machine *2MAS*.

Les couples développés par les machines auxiliaires sont déterminés comme dans le cas précédent. Mais ici la machine *1MAS* développe un couple positif; elle fonctionne avec un glissement $g > 1$ en absorbant de la puissance provenant du réseau et de l'arbre et en la livrant au circuit rotorique.

De cette façon, le moteur *1M* qui était moins chargé reçoit une charge complémentaire.

La puissance de glissement arrive dans le rotor de la machine *2MAS*, est transmise à l'arbre du moteur *2M* et ensuite au réseau. Le moteur *2M* ayant obtenu de l'arbre de la machine *2MAS* une puissance complémentaire est déchargé.

Lorsque les machines auxiliaires tournent en sens opposé à celui du champ, le sens des flux de puissance est indiqué sur la fig. 4-24 par des flèches en pointillé. On y voit aussi la répartition des puissances en négligeant les pertes dans les machines *1MAS* et *2MAS*.

Les caractéristiques des couples des machines auxiliaires en valeurs relatives en fonction de l'angle θ pour différentes valeurs de $\frac{g}{g_c}$ (0,2; 1,0 et 2,0) sont indiquées sur la fig. 4-25.

L'action d'équilibrage du système est déterminée par la différence des couples appelée *couple d'équilibrage*:

$$C_{éq} = C_2 - C_1 = C_{sch.\,n} \frac{X_{2}g}{R_2} \sin\theta. \quad (4\text{-}7)$$

Le couple d'équilibrage avec l'angle de désadaptation donné est d'autant plus grand que le glissement est plus élevé.

Le couple d'équilibrage atteint sa valeur maximale pour $\theta = 90°$. Puisque pratiquement l'angle de désadaptation en régime permanent ne dépasse pas 25 à 30°, pour obtenir un couple d'équilibrage suffisamment grand il faut assurer le fonctionnement des machines auxiliaires avec un grand glissement ($2{,}0 > g > 1{,}0$).

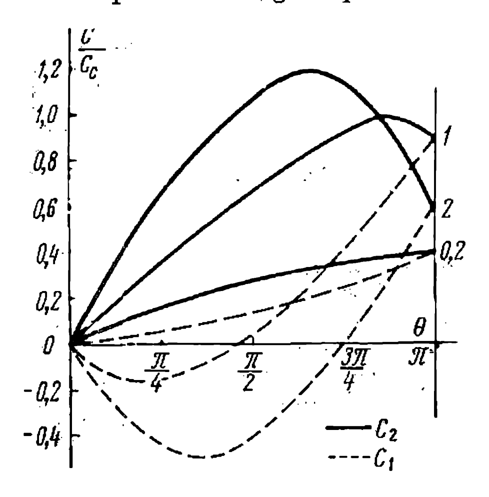


Fig. 4-25. Courbes des couples des machines auxiliaires en fonction de l'angle θ

La mise en marche du système se fait après la mise en phase préalable des machines auxiliaires.

Les principaux défauts du système de liaison synchrone avec machines auxiliaires résident dans la présence des machines de synchronisation complémentaires qui rendent l'installation plus chère et plus compliquée.

Les systèmes à rotation synchrone avec *machines auxiliaires synchrones* trouvent un emploi pratique dans les dispositifs de commande de faible puissance qui exigent un fonctionnement synchrone seulement en régime permanent. Parmi ces systèmes il faut classer les installations de cinéma et de télécommacnde.

La fig. 4-26 montre un schéma avec deux machines synehrones auxiliaires *1S* et *2S* dont chacune est montée sur le mêm arbre avec les moteurs d'entraînement principaux *1M* et *2M* destinés à la synchronisation des arbres *I* et *II*. Les enroulements rotoriques des deux machines sont alimentés par un réseau de courant continu et leurs enroulements statoriques sont reliés entre eux.

Lorsque la charge du moteur d'entraînement *1M* est supérieure à celle de la machine *2M*, le rotor de la première machine commence à retarder sur celui de la deuxième machine d'un angle θ. Par suite de l'apparition de l'angle de désadaptation θ entre les f.é.m. des enroulements statoriques apparaîtra un courant d'équilibrage *I* qui dans la machine *2S* créera un couple générateur et dans la ma-

chine $1S$ un couple moteur. Le couple créé par les machines auxiliaires sera déterminé par l'expression suivante:

$$C_{syn} = kE_s \sin\theta. \tag{4-8}$$

La force électromotrice que l'on trouve dans cette expression est fonction de la vitesse de rotation et lorsque $\omega = 0$, on a $E_s = 0$.

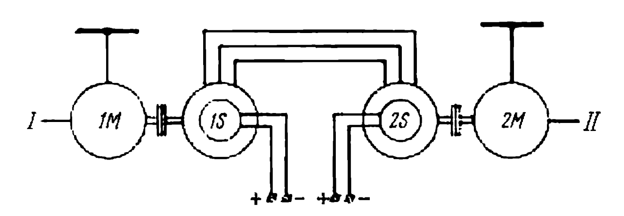


Fig. 4-26. Schéma de rotation synchrone avec machines synchrones auxiliaires

Pour de faibles vitesses la f.é.m. des machines auxiliaires est petite et, par conséquent, le couple synchronisant développé par les machines auxiliaires est également petit. C'est un défaut important du système qui limite son emploi.

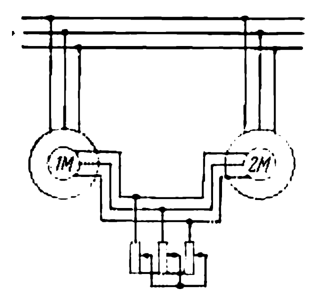


Fig. 4-27. Schéma de rotation synchrone de deux moteurs à rhéostat commun

Parmi les installations à rotation synchrone avec machines principales on peut classer:

a) le système à moteurs asynchrones avec rhéostat commun;

b) le système à moteurs asynchrones avec convertisseur de fréquence;

c) le système des machines à collecteur à courant continu et à courant alternatif.

Le système de rotation synchrone des *moteurs asynchrones à rhéostat commun* peut comprendre deux ou plusieurs moteurs.

La fig. 4-27 montre le schéma de branchement de deux moteurs à bagues; leurs circuits statoriques sont connectés au réseau à courant alternatif et les circuits rotoriques sont branchés en parallèle sur un rhéostat commun. Ces moteurs n'ont pas de liaison mécanique. Pour le fonctionnement normal du système il faut que les caractéristiques des deux moteurs soient identiques.

Si l'angle de désadaptation $\theta = 0$, les courants passant par les rotors des deux moteurs sont les mêmes.

Le courant total, égal à la somme des courants rotoriques, passe par le rhéostat. Pour différentes charges appliquées aux arbres des

moteurs dans les circuits rotoriques, en plus du courant de service passant dans le rhéostat, apparaît un courant égalisateur passant dans les circuits rotoriques en dehors du rhéostat. On peut donc considérer le couple développé par chaque moteur comme la somme du couple principal et du couple d'équilibrage.

En partant des notions examinées plus haut dans le cas des machines asynchrones auxiliaires on peut pour le système à rhéostat commun obtenir les équations des couples de la première et de la deuxième machine :

$$C_1 = C_c\left[\frac{1-\cos\theta-\frac{g}{g_c}\sin\theta}{\frac{g}{g_c}+\frac{g_c}{g}}+\frac{1+\cos\theta+\frac{g}{g'_c}\sin\theta}{\frac{g}{g'_c}+\frac{g'_c}{g}}\right], \tag{4-9}$$

$$C_2 = C_c\left[\frac{1-\cos\theta+\frac{g}{g_c}\sin\theta}{\frac{g}{g_c}+\frac{g_c}{g}}+\frac{1+\cos\theta-\frac{g}{g'_c}\sin\theta}{\frac{g}{g'_c}+\frac{g'_c}{g}}\right], \tag{4-10}$$

où C_c et g_c sont le couple critique et le glissement critique d'un moteur asynchrone dans un montage normal et

$$g'_c = g_c\frac{R_2+2R_r}{R_2}, \tag{4-11}$$

où R_r est la résistance d'une phase du rhéostat.

Comme le montre l'analyse des formules (4-9) et (4-10) pour $\theta = 0$ le premier terme entre parenthèses qui représente le couple d'équilibrage est nul et le couple du premier moteur devient égal à celui du second, c'est-à-dire que

$$C_1 = C_2 = \frac{2C_c}{\frac{g}{g'_c}+\frac{g'_c}{g}}. \tag{4-12}$$

Avec l'accroissement de l'angle de désadaptation dans certaines limites le couple développé par un moteur devient supérieur à celui développé par l'autre moteur (dans le cas considéré $C_2 > C_1$). Plus le glissement sera grand entre certaines limites plus grands seront les couples développés par les moteurs et le couple d'équilibrage égal à

$$C_{éq} = C_2 - C_1 = C_{sch.\,n}\frac{\frac{g'_c}{g_c}-\frac{g_c}{g'_c}}{\frac{g_c}{g'_c}+\frac{g'_c}{g_c}}. \tag{4-13}$$

Il est évident que le couple d'équilibrage a sa valeur maximale pour $\theta = 90°$. Pour des angles de désadaptation $\theta = 0$ et $\theta = 180°$ le couple d'équilibrage est nul, c'est-à-dire que $C_1 = C_2$.

Il faut noter que pour $\theta = 180°$

$$C_1 = C_2 = \frac{2C_c}{\frac{g}{g_c} + \frac{g_c}{g}}. \tag{4-14}$$

Généralement les deux moteurs fonctionnent en régime moteur. Pour certaines valeurs de la résistance du rhéostat le couple C_1 peut être négatif. Les moteurs peuvent dans ce cas marcher en synchronisme si l'on applique au premier moteur un couple extérieur et il fonctionne en générateur. Pour d'autres valeurs de la résistance du rhéostat les moteurs marchent en synchronisme lorsqu'ils sont chargés tous les deux.

Dans les conditions normales lorsque les deux moteurs surmontent un couple de réaction avec des charges identiques les flux d'énergie, comme nous l'avons indiqué plus haut, sont dirigés du rotor de chaque moteur vers le rhéostat commun. Lorsque les charges diffèrent, l'énergie venant du rotor du moteur le plus chargé se dirige vers le moteur le moins chargé. Dans ce cas une partie de l'énergie sera dégagée dans le rhéostat et l'autre partie arrivera au rotor du moteur le moins chargé.

Le système de rotation synchrone à rhéostat commun inséré dans le circuit rotorique présente le défaut important, le couple d'équilibrage des machines qui est fonction de la valeur de la tension aux bagues du rotor augmentant avec cette tension. Pour cette raison le rhéostat de circuit rotorique doit permettre un important glissement des rotors de l'ordre de 25 à 30 %, ce qui provoque les pertes considérables d'énergie dans le rhéostat.

Pour de faibles glissements le système sera instable et les machines peuvent décrocher.

Notons aussi les avantages du système parmi lesquels le fait que les machines fonctionnent en synchronisme au démarrage et au freinage. Le fonctionnement en synchronisme est également possible dans une petite gamme de réglage de la vitesse à couple résistant constant. Le système est simple étant donné l'absence de machines de synchronisation complémentaires.

Exemple 4-2. Deux moteurs asynchrones à bagues (type AK-91/4) fonctionnent dans un système à rotation synchrone avec rhéostat commun. Les caractéristiques des moteurs sont indiquées dans l'exemple 4-1. Calculer la résistance du rhéostat R_r qui permet une vitesse de rotation des moteurs $n = 0{,}8n_n$ avec des couples résistants $C_1 = 0{,}5C_n$, $C_2 = C_n$.

Solution. Le glissement de travail du système

$$g = \frac{1\,500 - 0{,}8 \cdot 1\,460}{1\,500} = 0{,}22.$$

Pour résoudre ce problème utilisons les équations (4-9) et (4-10) qui après l'introduction de la valeur $\frac{g}{g_c}=\frac{0,22}{0,14}=1,57$ prendront les formes suivantes :

$$\frac{C_1}{C_c}=\frac{1-\cos\theta-1,57\sin\theta}{2,21}+\frac{\dfrac{1+\cos\theta+\dfrac{1,57\sin\theta}{1+2\frac{R_r}{R_2}}}{\dfrac{1,57}{1+2\frac{R_r}{R_2}}+0,64\left(1+2\frac{R_r}{R_2}\right)}}{}\;;$$

$$\frac{C_2}{C_c}=\frac{1-\cos\theta+1,57\sin\theta}{2,21}+\frac{1+\cos\theta-\dfrac{1,57\sin\theta}{1-2\frac{R_r}{R_2}}}{\dfrac{1,57}{1+2\frac{R_r}{R_2}}+0,64\left(1+2\frac{R_r}{R_2}\right)}.$$

Construisons d'après ces équations les courbes

$$\frac{C_1}{C_c}=f_1\left(\theta,\ \frac{R_r}{R_2}\right)$$

et

$$\frac{C_2}{C_c}=f_2\left(\theta,\ \frac{R_r}{R_2}\right)$$

en considérant $\frac{R_r}{R_2}$ comme un paramètre.

Sur la fig. 4-28 est présentée une famille de courbes pour les valeurs $\frac{R_r}{R_2}=$ $=0;\ 1;\ 3;\ 5;\ 15;\ \infty$.

Traçons les horizontales

$$\frac{C_1}{C_c}=\frac{0,5C_n}{C_c}=\frac{0,5\cdot 492}{1\,278}=0,193\;;$$

$$\frac{C_2}{C_c}=\frac{C_n}{C_c}=\frac{492}{1\,278}=0,385.$$

Il est évident que les courbes qui correspondent à la valeur cherchée de R_r doivent couper ces horizontales pour la même valeur de l'angle θ.

Il résulte de la fig. 4-28 que cette condition est réalisée pour la valeur

$$\frac{R_r}{R_2}=4,8.$$

Par conséquent, la valeur requise de la résistance du rhéostat

$$R_r=4,8R_2=4,8\cdot 0,055=0,26\ \text{ohm}.$$

L'angle de désadaptation

$$\theta=8°.$$

Le système de rotation synchrone des *moteurs asynchrones avec conversion de fréquence* comprend le moteur principal *1M* accouplé rigidement avec le convertisseur de fréquence *CF* et un ou plusieurs

moteurs asynchrones à bagues *2M* et *3M* qui ne sont pas liés mécaniquement.

Il résulte du schéma de la fig. 4-29 que les circuits rotoriques du convertisseur et des moteurs *2M* et *3M* sont couplés électriquement.

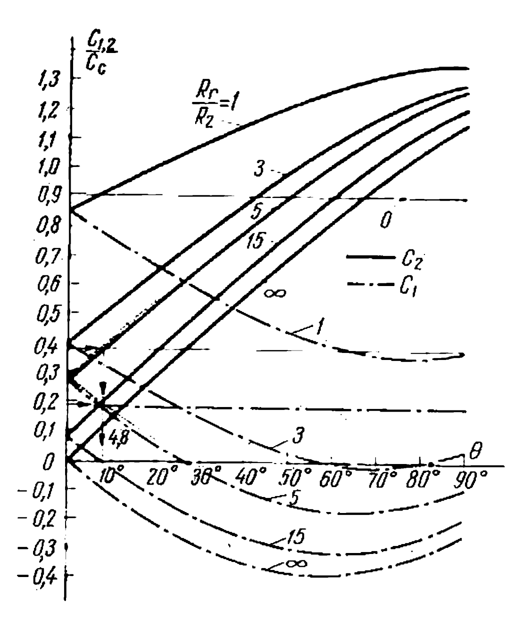


Fig. 4-28. Courbes des couples des moteurs en fonction de l'angle θ pour différentes valeurs de R_r/R_2

Vu que les enroulements statoriques de ces machines sont branchés sur le même réseau, les f.é.m. des rotors sont les mêmes et la fréquence du courant dans les circuits rotoriques est également la même. Par conséquent, tous les moteurs tourneront à vitesse identique.

Le moteur *1M* peut être réglable ou non. Dans ce dernier cas on peut régler la vitesse des moteurs en assurant une rotation synchrone à différentes vitesses. De plus, le moteur *1M* étant choisi convenablement peut simultanément entraîner le convertisseur de fréquence et surmonter le couple résistant de l'un des mécanismes du groupe de production actionné.

Le fonctionnement du système est possible lorsque le rotor du convertisseur tourne dans le même sens que le champ statorique ou en sens opposé. Comme dans le cas du système à machines auxiliaires, lors de la rotation du rotor du convertisseur de fréquence dans

le sens du champ les couples d'équilibrage développés par les moteurs sont faibles. Pour cette raison, afin de pouvoir assurer le fonctionnement synchrone avec une différence relativement grande entre les charges appliquées aux différents arbres du système il est recom-

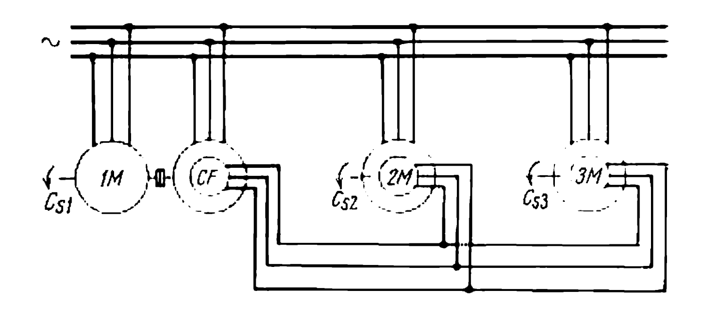


Fig. 4-29. Schéma de rotation synchrone des moteurs asynchrones avec convertisseur de fréquence

mandé de faire tourner le rotor du convertisseur de fréquence dans le sens opposé à celui du champ.

La puissance reçue depuis le réseau par le convertisseur de fréquence est égale (moins les pertes) à la puissance totale de tous les moteurs sauf le moteur principal *1M*. La puissance du moteur principal est égale à la puissance totale développée par tous les moteurs du système (*2M*, *3M*, etc.) plus la puissance fournie par le moteur *1M* à la machine entraînée.

Le système de rotation synchrone *avec les machines à collecteur à courant continu* mis au point par K. Chenfer comprend deux machines à courant continu à excitation en dérivation (fig. 4-30). Les deux machines peuvent avoir des charges différentes appliquées à leurs arbres mais doivent tourner en synchronisme.

Fig. 4-30. Schéma de rotation synchrone avec des machines à excitation en dérivation

Dans le schéma considéré les enroulements d'induit comportent des sorties complémentaires aboutissant à trois bagues.

Une machine de cette construction est une commutatrice qui se présente à la fois comme une machine à courant continu et une machine synchrone à courant alternatif. Le couplage synchrone y est réalisé par connexion des bagues des machines comme dans un système à machines synchrones auxiliaires.

Le système à machines à courant continu présente le défaut suivant: la liaison synchrone est absente à l'instant initial de démarrage et à la fin du freinage. De plus, les systèmes avec machines à collecteur à courant continu comme les commutatrices ont une tendance de décrocher lors d'une variation brusque de la charge.

CHAPITRE V

RÉGIMES TRANSITOIRES DANS LES COMMANDES ÉLECTRIQUES

5-1. Généralités

On appelle régime transitoire d'une commande électrique le régime de fonctionnement lors du passage d'un état permanent du dispositif de commande à un autre pour lequel la vitesse, le couple et le courant varient.

Les régimes transitoires dans les installations de commande apparaissent par suite d'une variation de la charge liée au processus de production ou lors d'une intervention sur le groupe de commande, par exemple, lors du démarrage, du freinage, du changement du sens de rotation, etc. Les régimes transitoires dans les installations de commande électriques peuvent aussi prendre naissance par suite d'une avarie ou d'une perturbation dans les conditions normales d'alimentation (par exemple variation de la tension, de la fréquence du réseau, tension asymétrique, etc.).

L'étude des régimes transitoires des installations de commande électrique a une grande importance pratique. Le choix correct de la puissance des moteurs et l'élaboration du schéma de contrôle, la diminution de la dépense d'énergie lors du démarrage et du freinage sont fondés sur la connaissance des régimes transitoires de l'installation de commande électrique.

Seul un nombre limité de mécanismes de production admettent l'étude de l'installation de commande sans tenir compte de la nature des phénomènes transitoires. Parmi eux citons certains mécanismes à dispositif de démarrage simple qui fonctionnent pendant un temps prolongé et sont mis en marche rarement (par exemple, les ventilateurs, les pompes, etc.). Pour la plupart des machines entraînées la nature des phénomènes transitoires doit être prise en considération car elle exerce une influence importante sur le fonctionnement du système de commande.

Pour augmenter la productivité d'un mécanisme il faut non seulement chercher la valeur optimale de la vitesse nominale mais aussi réduire la durée des régimes transitoires du système de commande.

Les travaux des savants soviétiques ont beaucoup contribué au développement de la théorie des régimes transitoires dans les dispositifs de commande à courant continu et à courant alternatif.

L'étude des régimes transitoires et de l'influence exercée sur eux par différents paramètres électriques et mécaniques tels que la tension, la résistance, l'inductance, le moment de giration, etc., est aussi nécessaire pour le choix judicieux des méthodes de contrôle et le calcul des montages.

La consommation de l'énergie pendant les périodes de démarrage et de freinage a une grande importance pour les installations de commande à démarrages fréquents. Pour cette raison lors du calcul des régimes transitoires il faut choisir des paramètres économiquement valables et réduire la dépense d'énergie en régimes de démarrage et de freinage. Les régimes transitoires dans les moteurs de commande sont caractérisés par des phénomènes mécaniques, électromagnétiques et thermiques transitoires qui agissent simultanément et sont liés entre eux.

Lors des phénomènes rapides la variation de l'état thermique du moteur de commande n'intervient pas beaucoup dans la plupart des cas sur le régime en cours. Pour cette raison au cours de l'étude des régimes transitoires nous ne tiendrons pas compte de la variation de l'état thermique du moteur.

Les régimes transitoires des installations de commande sont liés à la dynamique de fonctionnement du moteur électrique et de la machine entraînée. Pour cette raison il faut exposer les principales notions concernant la dynamique de l'installation de commande.

5-2. Forces et couples agissant dans une installation de commande

Lors du mouvement de translation la force active ou motrice F est toujours équilibrée par la force résistante de la machine F_s et la force d'inertie $m\frac{dv}{dt}$ qui apparaît au cours des variations de la vitesse. Si la masse du corps m est exprimée en kg et la vitesse v en m/s, la force d'inertie, comme les autres forces qui agissent dans la machine actionnée, est mesurée en newtons (kg·m·s^{-2}).

L'équation d'équilibre des forces lors de la translation s'écrit alors:

$$F - F_s = m\frac{dv}{dt}, \text{ N.} \tag{5-1}$$

D'une façon analoque l'équation d'équilibre des couples pour un mouvement de rotation (équation de mouvement du dispositif de commande) a la forme suivante:

$$C - C_s = J\frac{d\omega}{dt}, \text{ Nm.} \tag{5-2}$$

Cette dernière équation montre que le couple C développé par le moteur est équilibré par le couple résistant statique C_s sur son

arbre et le couple dynamique $J\frac{d\omega}{dt}$. Dans les équations (5-1) et (5-2) on a admis que la masse du corps m et le moment d'inertie de la commande J étaient constants, ce qui est vrai pour un grand nombre de mécanismes de production.

Le moment d'inertie de l'installation de commande peut s'écrire :

$$J = m\rho^2 = \frac{GD^2}{4g}, \text{ kgm}^2, \tag{5-3}$$

où ρ et D sont le rayon de giration et le diamètre de giration, en m ; G, la force due à la pesanteur, en N ; $g = 9{,}81$ m/s², l'accélération de la pesanteur.

En remplaçant respectivement dans la formule (5-2) J et ω par GD^2 et $n\left(\frac{\text{tr}}{\text{mn}}\right)$ on obtient l'équation des couples sous une forme plus maniable pour le calcul :

$$C - C_s = \frac{GD^2}{375}\frac{dn}{dt}. \tag{5-4}$$

La grandeur

$$GD^2 = 4gJ, \text{ Nm}^2 \tag{5-5}$$

qui fait partie de la dernière équation est appelée *moment de giration.*

En analysant l'équation (5-2) on voit que

1) pour $C > C_s$, $\frac{d\omega}{dt} > 0$, c'est-à-dire que le dispositif de commande accélère ;

2) pour $C < C_s$, $\frac{d\omega}{dt} < 0$, c'-est-à-dire que le dispositif de commande ralentit (il est évident que le ralentissement du dispositif de commande peut aussi avoir lieu pour une valeur négative du couple moteur; comme nous avons déjà indiqué le couple moteur est négatif en régime de freinage) ;

3) pour $C = C_s$, $\frac{d\omega}{dt} = 0$; dans ce cas l'installation de commande fonctionne en régime permanent.

Plus loin nous examinerons en détail l'importance des différents termes entrant dans les équations des couples.

Le couple développé par le moteur est considéré comme positif lorsqu'il est dirigé dans le sens du mouvement du dispositif de commande ; il est considéré comme négatif lorsqu'il est dirigé en sens opposé.

Le couple résistant qui apparaît sur l'arbre de la machine comprend deux termes correspondant au travail utile et au travail de frottement. Le travail utile fourni par le mécanisme entraîné est lié à l'exécution d'une opération technologique.

Le graphique du travail utile peut être tracé par le calcul analytique ou d'après les données expérimentales. Sur la fig. 5-1 on trouve un tel graphique tracé pour une machine-outil fonctionnant suivant une loi cyclique. L'aire hachurée du graphique correspond au travail utile et la partie non hachurée au travail de frottement.

Lors de la fourniture de travail utile une déformation du matériau se produit ou la réserve d'énergie potentielle des corps varie, par exemple, dans les installations de levage. Dans certaines machines l'exécution du travail utile est liée à un accroissement insignifiant du couple comparé à celui du couple de frottement (par exemple, une machine d'imprimerie, un broyeur à boulets, un pont roulant qui se déplace horizontalement, etc.).

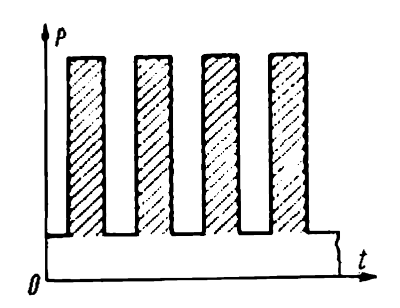


Fig. 5-1. Graphique de fonctionnement cyclique d'une machine-outil

Le *travail de frottement* qui apparaît dans le mécanisme entraîné est généralement pris en considération par le rendement des liaisons mécaniques de la commande. Parfois on peut calculer le travail de frottement en utilisant les données obtenues par l'expérience. Par exemple, lors du levage d'une charge G_1 à une hauteur h on peut admettre que les forces de frottement augmentent le poids de la charge d'une certaine valeur G_0. Le travail de levage s'écrit alors:

$$A = h(G_1 + G_0), \text{ Nm ou J.} \qquad (5\text{-}6)$$

Dans les pompes on peut tenir compte des pertes en adoptant une certaine hauteur de refoulement complémentaire fictive h_0. Le couple de frottement est toujours opposé au couple moteur du dispositif de commande.

On peut diviser les couples résistants en deux catégories: a) les *couples de réaction* et b) les *couples actifs ou potentiels.*

La première catégorie comprend les couples résistants de compression, de coupe, les couples de frottement, etc., qui s'opposent au mouvement du dispositif de commande et qui changent de signe avec le changement du sens de rotation.

La seconde catégorie comprend les couples dus à la pesanteur ainsi qu'à la traction, la compression et la torsion des corps élastiques. Ces couples peuvent être appelés couples potentiels car ils sont liés à la variation de l'énergie potentielle des différents éléments du dispositif de commande. Les couples potentiels peuvent être négatifs ou positifs selon qu'ils freinent le mouvement ou au contraire contribuent au mouvement du dispositif de commande. Devant le couple résistant potentiel il faut donc mettre respectivement le signe

« moins » ou le signe « plus ». Il est à noter qu'à la différence d'un couple de réaction statique, le couple actif conserve son signe lors de la variation du sens de rotation du dispositif de commande. Par exemple, le couple créé par la charge du mécanisme de levage conserve le même signe à la montée et à la descente. Par conséquent, dans le cas considéré le couple statique actif à la montée s'oppose au mouvement et à la descente contribue au mouvement.

En généralisant ce que nous avons dit plus haut remarquons que le signe « moins » devant C_s avec une vitesse de rotation positive indique l'action de freinage du couple résistant, ce qui correspond à un effort de coupe, à des pertes par frottement, au levage d'une charge, à la compression d'un ressort, etc.

Lors de la descente d'une charge, de la détorsion ou de la décompression d'un ressort, etc., on met devant C_s le signe « plus » car dans ce cas le couple résistant contribue à la rotation du dispositif de commande.

Le *couple dynamique* (deuxième membre de l'équation des couples) se manifeste seulement lors des régimes transitoires où la vitesse du dispositif de commande varie. Lorsque le dispositif de commande accélère, ce couple est opposé au mouvement et lors du freinage il contribue au mouvement. La grandeur et le signe du couple dynamique sont déterminés par la somme algébrique du couple moteur et du couple résistant.

En tenant compte de ce que nous avons dit sur les signes des couples, les formules (5-1) et (5-2) correspondent au fonctionnement en régime moteur, à couple résistant réactif (ou à couple résistant potentiel de freinage). Sous sa forme générale l'équation du mouvement de l'installation de commande doit être écrite de façon suivante :

$$\pm C \mp C_s = J \frac{d\omega}{dt}. \qquad (5\text{-}7)$$

Comme nous l'avons déjà indiqué le choix des signes devant les valeurs des couples (5-7) dépend du régime de fonctionnement du moteur et de la nature des couples résistants.

L'équation du mouvement du dispositif de commande permet de déterminer en régimes transitoires les variations du couple, du courant, de la vitesse et du chemin parcouru en fonction du temps.

Dans l'équation de mouvement tous les couples doivent être ramenés à un même élément du système. Le plus souvent le couple résistant et le couple dynamique sont réduits à la vitesse de l'arbre du moteur.

5-3. Réduction des couples résistants et des moments d'inertie

Généralement le moteur actionne un mécanisme de production par l'intermédiaire d'un système de transmission dont les différents éléments tournent à des vitesses différentes. Lors du calcul il devient

nécessaire de ramener les couples résistants et les moments d'inertie des différents éléments des systèmes à un seul de ces éléments.

La *réduction des couples résistants* d'un axe de rotation à un autre peut être faite en partant de bilan énergétique du système. On tient compte des pertes de puissance dans les transmissions intermédiaires en introduisant dans le calcul un coefficient de rendement correspondant (η_t).

Désignons par ω_m la vitesse de l'arbre du moteur et par ω_p la vitesse de l'arbre de la machine de production.

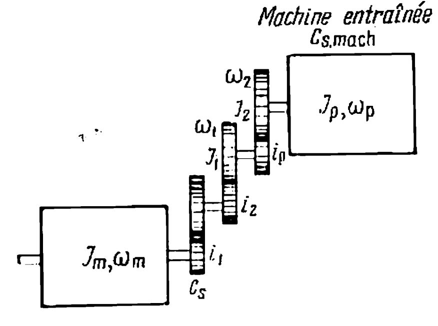


Fig. 5-2. Schéma cinématique de liaison du moteur avec le mécanisme de production

En partant de l'égalité des puissances, on obtient:

$$C_{s.\,mach}\omega_p \frac{1}{\eta_t} = C_s\omega_m,$$

d'où

$$C_s = C_{s.\,mach} \frac{\omega_p}{\omega_m} \frac{1}{\eta_t} = \frac{C_{s.\,mach}}{i\eta_t}, \quad (5\text{-}8)$$

où $C_{s.mach}$ est le couple résistant de la machine de production; C_s, le même couple résistant ramené à l'arbre du moteur; $i = \omega_m/\omega_p$, le rapport de transmission.

Lorsqu'il existe plusieurs transmissions entre le moteur et la machine (fig. 5-2) avec des rapports de transmission $i_1, i_2, \ldots, i_p$ et des rendements correspondants $\eta_{t1}, \eta_{t2}, \ldots, \eta_{tp}$, le couple résistant ramené à l'arbre du moteur est déterminé par la formule:

$$C_s = C_{s.\,mach} \frac{1}{i_1, i_2, \ldots, i_p} \frac{1}{\eta_{t1}, \eta_{t2}, \ldots, \eta_{tp}}. \qquad (5\text{-}9)$$

La *réduction des moments d'inertie* à un seul axe de rotation est basée sur le fait que la valeur de la réserve totale d'énergie cinétique des parties tournantes de l'installation de commande ramenée à un même axe reste invariable. Lorsqu'il existe des parties tournantes possédant des moments d'inertie J_m, J_1, J_2, . . ., J_p et des vitesses angulaires ω_m, ω_1, ω_2, . . ., ω_p (fig. 5-2), on peut remplacer leur action dynamique par l'action d'un seul moment d'inertie réduit, par exemple, à la vitesse de rotation de l'arbre du moteur. Dans ce cas on peut écrire

$$J\frac{\omega_m^2}{2} = J_m\frac{\omega_m^2}{2} + J_1\frac{\omega_1^2}{2} + J_2\frac{\omega_2^2}{2} + \ldots + J_p\frac{\omega_p^2}{2}, \qquad (5\text{-}10)$$

d'où le moment d'inertie réduit à l'arbre du moteur:

$$J = J_m + J_1\left(\frac{\omega_1}{\omega_m}\right)^2 + J_2\left(\frac{\omega_2}{\omega_m}\right)^2 + \ldots + J_p\left(\frac{\omega_p}{\omega_m}\right)^2. \quad (5\text{-}11)$$

5-4. Réduction au mouvement de rotation des forces et des masses en mouvement de translation

Souvent dans les machines de production l'un des éléments exécute un mouvement de rotation et l'autre un mouvement de translation. La nécessité de réduire le mouvement de translation en mouvement de rotation apparaît dans des mécanismes tels que les appareils de levage (fig. 5-3), les ponts roulants, les raboteuses, etc.

La *réduction des forces résistantes* se fait à partir du bilan énergétique de façon analogue à celle des couples.

Si la vitesse de translation est v (m/s) et la vitesse angulaire de rotation de l'arbre du moteur ω_m (rd/s), on a:

$$F_{s.mach}\, v \frac{1}{\eta_t} = C_s \omega_m, \quad (5\text{-}12)$$

où $F_{s.mach}$ est la force résistante de la machine de production due à la force de pesanteur de la charge G qui exécute le mouvement de translation.

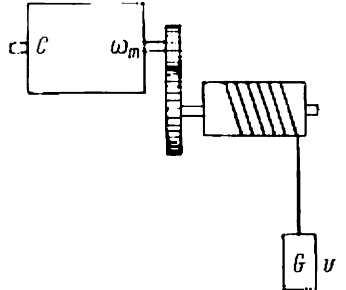


Fig. 5-3. Schéma cinématique de commande d'une machine de levage

D'où le couple résistant ramené à l'arbre du moteur

$$C_s = \frac{F_{s.mach} v}{\omega_m \eta_t}. \quad (5\text{-}13)$$

Dans le cas de réduction du mouvement de rotation au mouvement de translation la valeur de l'effort réduit est:

$$F_s = \frac{C_{s.mach} \omega_m \eta_t}{v}. \quad (5\text{-}14)$$

La *réduction des masses* soumises à un mouvement de translation est réalisée en partant de l'égalité des réserves d'énergie cinétique

$$\frac{mv^2}{2} = J\frac{\omega_m^2}{2}.$$

D'où l'on trouve le moment d'inertie ramené à l'arbre du moteur

$$J = m\left(\frac{v}{\omega_m}\right)^2. \quad (5\text{-}15)$$

Si le mécanisme actionné comporte des éléments tournants et soumis au mouvement de translation, le moment d'inertie total ramené à l'arbre du moteur est déterminé à partir des relations (5-11) et (5-15) par la formule :

$$J = J_m + J_1 \frac{1}{i_1^2} + J_2 \frac{1}{i_1^2 i_2^2} + \ldots + J_p \frac{1}{i_1^2 i_2^2 \ldots i_p^2} + m \left(\frac{v}{\omega_m}\right)^2 \ldots \quad (5\text{-}16)$$

Dans le cas de réduction du moment d'inertie au mouvement de translation il faut remplacer le moment d'inertie par la masse réduite, c'est-à-dire :

$$m = J \left(\frac{\omega}{v}\right)^2. \quad (5\text{-}17)$$

5-5. Réduction au mouvement de rotation des masses et des couples en mouvement de translation à vitesse variable

Dans certains dispositifs qui transforment le mouvement de rotation en mouvement de translation à l'aide d'un système bielle-manivelle la vitesse et l'accélération des masses en mouvement de translation changent de valeur et de signe à chaque tour de manivelle.

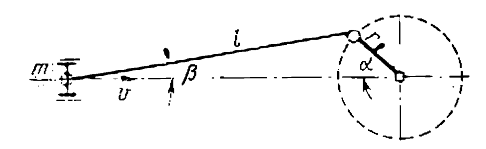


Fig. 5-4. Schéma d'un système bielle-manivelle

La réserve d'énergie cinétique de ces masses varie donc de zéro à la valeur maximale. Le moment d'inertie réduit à l'arbre de la manivelle

$$J = \frac{mv^2}{\omega^2},$$

où m est la masse de l'élément du système en mouvement de translation ayant une vitesse v; ω, la vitesse angulaire de l'arbre de la manivelle.

En utilisant les relations géométriques dans un système bielle-manivelle (fig. 5-4) on peut après plusieurs transformations obtenir l'expression de la vitesse

$$v = \frac{r\omega \sin(\alpha + \beta)}{\cos \beta}. \quad (5\text{-}18)$$

En introduisant dans la formule du moment d'inertie la valeur de v tirée de (5-18) on trouve :

$$J = \frac{mr^2 \sin^2(\alpha + \beta)}{\cos^2 \beta}. \quad (5\text{-}19)$$

L'angle β en fonction de l'angle α pouvant s'exprimer par

$$\beta = \arcsin\left(\frac{r}{l} \sin \alpha\right). \quad (5\text{-}20)$$

le moment d'inertie réduit de la masse en mouvement de translation dépendra seulement de la valeur de α, c'est-à-dire de la position de la manivelle. Pour déterminer le moment d'inertie total il faut ajouter au moment d'inertie obtenu par la formule (5-19) le moment d'inertie de tous les autres éléments du dispositif de commande ramenés à l'arbre de la manivelle. Si entre l'arbre de la manivelle et le moteur existent des transmissions intermédiaires, la réduction des moments d'inertie de l'arbre de la manivelle à l'arbre du moteur se fait d'après (5-11).

En utilisant (5-13) et en introduisant l'expression de la vitesse tirée de (5-18), on trouve le couple statique ramené à l'arbre du moteur

$$C_s = \frac{F_s r \sin(\alpha + \beta)}{\eta i \cos \beta}, \tag{5-21}$$

où F_s est la force résistante de l'élément en translation; i, le rapport de transmission entre l'arbre du moteur et l'arbre de la manivelle.

Pour un moment d'inertie variable, ce qui est le cas des systèmes bielle-manivelle, l'équation du mouvement du dispositif de commande électrique prend une forme plus complexe car $J = f(\alpha)$.

L'énergie cinétique emmagasinée sur l'arbre de la manivelle

$$A = \frac{J\omega^2}{2}.$$

La puissance dynamique est alors:

$$P_J = \frac{dA}{dt} = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{d\alpha} \frac{d\alpha}{dt}. \tag{5-22}$$

Vu que

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt},$$

on a

$$P_J = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^3}{2} \frac{dJ}{d\alpha}. \tag{5-23}$$

Si l'on tient compte du fait que le couple dynamique $C_J = \frac{P_J}{\omega}$, l'équation du mouvement dans le cas considéré est:

$$C - C_s = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{d\alpha}. \tag{5-24}$$

En comparant les équations (5-2) et (5-24) on voit que cette dernière équation est plus générale car elle comporte un terme complémentaire dans le deuxième membre.

5-6. Durée de l'accélération et de la décélération du dispositif de commande; détermination du rapport de transmission optimal

La durée des régimes transitoires du dispositif de commande tels que démarrage, freinage, passage d'une vitesse à une autre, influe, comme nous l'avons déjà indiqué, sur la productivité du mécanisme entraîné.

La détermination de la durée des régimes transitoires est basée sur l'intégration de l'équation du mouvement du dispositif de commande (5-2).

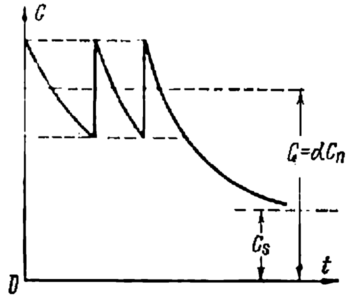


Fig. 5-5. Courbe du couple de démarrage d'un moteur

En divisant les variables, on obtient :

$$dt = \frac{J\,d\omega}{C - C_s}. \qquad (5\text{-}25)$$

Le temps nécessaire pour faire passer la vitesse du dispositif de commande de ω_1 à ω_2 est :

$$t_{1,2} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{J\,d\omega}{C - C_s}. \qquad (5\text{-}26)$$

Pour résoudre cette intégrale il faut connaître les variations des couples du moteur et du mécanisme entraîné en fonction de la vitesse. Dans le cas le plus simple avec C = const, C_s = const et J = = const, on obtient :

$$t_{1,2} = J\,\frac{\omega_2 - \omega_1}{C - C_s} \qquad (5\text{-}27)$$

On peut utiliser cette équation, par exemple, pour calculer approximativement la durée de démarrage d'un moteur doté d'un rhéostat. Si l'on remplace la valeur instantanée du couple moteur par sa valeur moyenne en utilisant $C = \alpha C_n$, comme indiqué sur la fig. 5-5, on obtient l'expression suivante du temps de démarrage de l'état de repos à la vitesse finale ω_n correspondant au couple résistant donné C_s = const :

$$t_d = \frac{J\omega_n}{\alpha C_n - C_s}. \qquad (5\text{-}28)$$

S'il faut déterminer la durée exacte du processus transitoire, le couple moteur ne pouvant pas être adopté comme constant, par exemple, lors du démarrage d'un moteur à rotor en court-circuit, on utilise l'équation (5-26). Il faut alors considérer que le moment d'inertie dans la plupart des dispositifs de commande est une grandeur constante tandis que le couple moteur et le couple résistant dans les régimes transitoires ne restent généralement pas constants.

On voit de (5-26) que théoriquement la durée intégrée du processus transitoire est égale à l'infini. En effet, le processus transitoire s'achevant avec l'égalité des couples ($C = C_s$), la valeur qui se trouve sous le signe somme tend vers l'infini. Dans les calculs pratiques on admet généralement que le processus transitoire s'achève pour une vitesse égale non pas à ω_2 mais à $\omega = 0{,}95\ \omega_2$ pour laquelle la durée de la mise en vitesse est finie.

Dans le cas où le couple dynamique a une valeur négative le dispositif de commande ralentit. Comme nous l'avons déjà indiqué, dans un tel cas l'équation des couples aura la forme suivante:

$$-C - C_s = J\,\frac{d\omega}{dt}.$$

Il est évident que le dispositif de commande ralentit aussi lorsque le moteur développe un couple positif en valeur absolue inférieur au couple résistant.

Il découle de la dernière équation que la durée de décélération

$$t_f = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{J\,d\omega}{-(C+C_s)} = \int_{\omega_2}^{\omega_1} \frac{J\,d\omega}{C+C_s}. \tag{5-29}$$

En admettant le cas particulier $J = \text{const}$, $C = \text{const}$ et $C_s = \text{const}$, on obtient:

$$t_f = J\,\frac{\omega_1 - \omega_2}{C + C_s}. \tag{5-30}$$

Si le couple moteur et celui de résistance statique varient de façon complexe en fonction de la vitesse, il n'est pas possible de résoudre analytiquement l'équation du mouvement. Dans ce cas on est obligé d'utiliser des méthodes approchées graphiques ou graphoanalytiques.

Dans certains cas pratiques (par exemple, dans les systèmes asservis, les dispositifs de commande des mécanismes auxiliaires des laminoirs, des raboteuses, etc.) il devient nécessaire d'obtenir la durée minimale de mise en vitesse et de freinage de la machine entraînée en vue d'augmenter sa productivité. Pour des valeurs données des moments d'inertie du rotor du moteur J_m, de la machine entraînée J_s et du couple résistant C_s l'équation de mouvement du dispositif de commande ramenée à l'arbre de la machine (en négligeant les pertes dans les transmissions) peut s'écrire:

$$iC - C_s = (J_s + kJ_m i^2)\,\frac{d\omega_s}{dt}, \tag{5-31}$$

où k est un coefficient qui tient compte du moment d'inertie des transmissions.

Il est évident que la durée minimale de mise en vitesse a lieu avec l'accélération maximale. On tire de la formule (5-31)

$$\frac{d\omega_s}{dt} = \frac{iC - C_s}{J_s + kJ_m i^2}.$$

En utilisant la règle de détermination du maximum $d\omega_s/dt$ et posant C_s = const et C = const (égal à sa valeur moyenne pour une période de processus transitoire) on trouve le rapport de transmission optimal i:

$$i_{opt}=\frac{C_s}{C}+\sqrt{\left(\frac{C_s}{C}\right)^2+\frac{J_s}{kJ_m}}. \qquad (5\text{-}32)$$

Dans le cas où le couple résistant est très inférieur au couple moteur lors du démarrage

$$i_{opt}=\sqrt{\frac{J_s}{kJ_m}}. \qquad (5\text{-}33)$$

5-7. Solutions graphique et grapho-analytique de l'équation de mouvement du dispositif de commande

S'il est impossible de résoudre analytiquement l'équation du mouvement on la résout, par exemple, par la méthode dite des proportions ou la méthode des accroissements finis. Cette méthode consiste à remplacer des accroissements infiniment petits de la vitesse $d\omega$ et du temps dt par des petits accroissements finis $\Delta\omega$ et Δt. On introduit alors dans l'équation de mouvement du dispositif de commande électrique la valeur moyenne du couple moteur et la valeur moyenne du couple résistant pour chaque fraction de la variation de la vitesse. On trouve généralement des valeurs moyennes des couples graphiquement en partant des caractéristiques mécaniques du moteur et du mécanisme entraîné.

Examinons l'utilisation de la *méthode des proportions* pour un moteur asynchrone à rotor en court-circuit entraînant un ventilateur. La méthode des proportions est fondée sur l'équation suivante de mouvement:

$$C-C_s=J\,\frac{\Delta\omega}{\Delta t}.$$

En admettant que dans un certain intervalle de temps Δt la différence de couples $C-C_s$ reste constante, on obtient une proportion :

$$\frac{C-C_s}{J}=\frac{\Delta\omega}{\Delta t}. \qquad (5\text{-}34)$$

La fig. 5-6 montre la méthode de construction graphique de la courbe de vitesse $\omega = f(t)$ et la détermination de la durée de démarrage du moteur en partant de l'équation (5-34). La construction se fait de la façon suivante. Dans le quadrant gauche on construit les caractéristiques $C = f(\omega)$ et $C_s = f_1(\omega)$. On trouve graphiquement leur différence $C - C_s = \psi(\omega)$ qui est la courbe du couple dynamique représentée dans le même quadrant.

On remplace cette dernière courbe par une courbe brisée à échelons $C - C_s = \text{const}$. La précision de la construction et les résultats finaux dépendent du nombre d'échelons. La précision est d'autant plus élevée que le nombre d'échelons de la courbe $C - C_s = \psi(\omega)$ est plus grand.

Les valeurs des couples dynamiques obtenues sur différentes portions sont portées sur l'axe des ordonnées vers le haut. Ainsi, pour la première portion on obtient le tronçon OB, pour la deuxième OB_1,

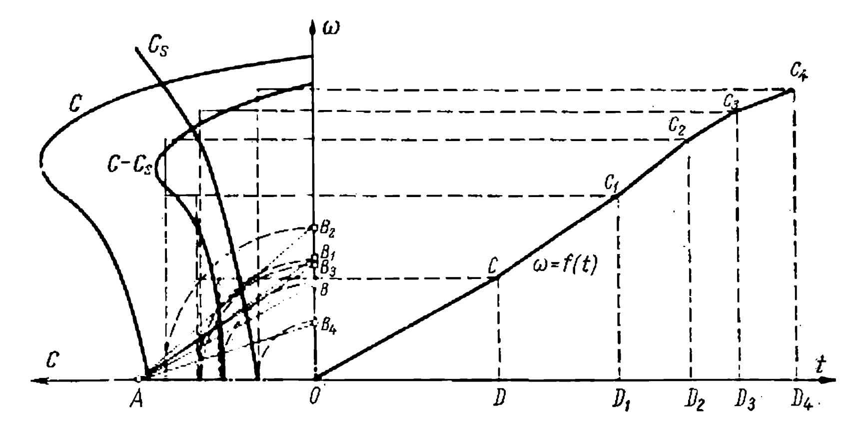


Fig. 5-6. Emploi de la méthode des proportions dans le cas du démarrage d'un moteur à rotor en court-circuit entraînant un ventilateur

etc. Les points B, B_1, B_2, etc., sur l'axe des ordonnées sont ensuite réunis par des droites au point A qui se trouve à une distance proportionnelle à la valeur de J de l'origine des coordonnées. Ensuite on trace de l'origine des coordonnées une droite OC parallèle à AB. Cette dernière droite caractérise la fonction cherchée $\omega = f(t)$ pour la première portion des couples. En effet, de la similitude des triangles AOB et ODC $\frac{OB}{OA} = \frac{CD}{OD}$; mais $OB = C_1 - C_s$; $OA = J$; $CD = \Delta\omega_1$ et, par conséquent, le tronçon OD, selon l'équation (5-34), correspond à la durée de démarrage dans la première portion, c'est-à-dire que $OD = \Delta t_1$.

En réalisant une construction analogue pour tous les autres segments de $C - C_s$, on construit la courbe de la vitesse du moteur en fonction du temps et on trouve la durée cherchée du démarrage du dispositif de commande.

Lors de la construction il faut tenir compte des échelles qui sont liées entre elles par la relation :

$$\frac{k_C}{k_J} = \frac{k_\omega}{k_t},$$

où k_C est l'échelle du couple; k_J, l'échelle du moment d'inertie J; k_ω, l'échelle de la vitesse du moteur; k_t, l'échelle du temps.

Si l'on adopte des échelles des trois grandeurs: couple, vitesse et temps, la relation indiquée permet de trouver l'échelle de la quatrième grandeur qui est le moment d'inertie J.

Une telle méthode de construction de la courbe de la vitesse pour déterminer la durée du démarrage peut être également utilisée pour les moteurs à courant continu si les caractéristiques mécaniques ne peuvent pas être exprimées analytiquement. La méthode indiquée peut être utilisée non seulement pour les régimes de démarrage mais aussi pour les régimes de freinage.

En plus de la méthode des proportions pour la construction de la courbe de vitesse $\omega = f(t)$ et la détermination de la durée de démarrage du moteur on utilise aussi la *méthode des aires* qui se réduit à l'intégration grapho-analytique de l'équation de mouvement. On adopte des caractéristiques mécaniques du moteur et du mécanisme entraîné. Ensuite on fait coïncider ces deux caractéristiques et comme dans le cas précédent on détermine la courbe du couple dynamique $C_J = C - C_s$ (fig. 5-7).

La courbe du couple dynamique se divise en plusieurs portions et dans chacune d'elles on admet que le couple est constant et égal à la valeur moyenne. Pour chaque portion l'expression suivante sera valable:

$$\Delta t = J \frac{\Delta\omega}{C - C_s}. \tag{5-35}$$

Lorsque les valeurs de $\Delta\omega$ sont égales dans toutes les portions, la durée totale de démarrage est déterminée par la formule:

$$t = \sum_1^p (\Delta t) = J\Delta\omega \sum_1^p \frac{1}{C - C_s}, \tag{5-36}$$

où p est le nombre de portions; $\Delta\omega$ = const, la différence de vitesses dans chaque portion; $C - C_s$, la valeur correspondante du couple dynamique (C_1, C_2 . . .) dans chaque portion.

Paramètre	1	2	3	4	5	6	7
$\Delta\omega$, rd/s	20,95	20,95	20,95	20,95	20,95	20,95	20,95
ω, rd/s	20,95	42	63	84	104,8	126	147
C_J, Nm	96,8	90,0	81,6	76,5	76,5	80	86,5
Δt_i, s	0,027	0,029	0,032	0,035	0,035	0,033	0,031
t, s	0,027	0,056	0,088	0,123	0,158	0,191	0,222

Exemple 5-1. Trouver la durée de démarrage du moteur d'un ventilateur et tracer le graphique $\omega = f(t)$. Le ventilateur est actionné par un moteur asynchrone à rotor en court-circuit du type A2-72-2, $P_n = 40$ kW, $\omega_n = 305$ rd/s ($n_n = 2\,900$ tr/mn), $J = 0{,}126$ kgm².

Les caractéristiques mécaniques du moteur $\omega = f(C)$ et du ventilateur $\omega = f_1(C_s)$ sont données sur la fig. 5-7.

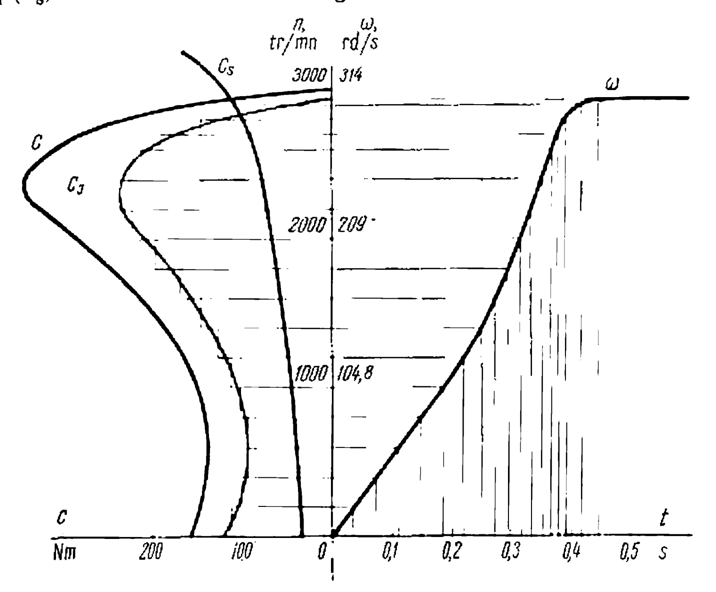


Fig. 5-7. Détermination de la durée de démarrage d'un moteur actionnant un ventilateur

Solution. Pour réaliser l'intégration de l'équation de mouvement nous allons nous servir de la méthode des aires. Construisons la courbe du couple dynamique $C_J = C - C_s$. Remplaçons la courbe C_J par une courbe brisée et la durée de démarrage pour la i-ième portion :

$$\Delta t_i = J \frac{\Delta\omega_i}{C_{Ji}}, \text{ s } (i = 1, 2, 3, \ldots, 16).$$

Tableau 5-1

8	9	10	11	12	13	14	15	16
20,95	20,95	20,95	20,95	20,95	20,95	10,48	10,48	10,48
168	189	209,5	231	253	273	283	294	304
100	113,6	133,5	155	180	200	185	140	80
0,026	0,023	0,020	0,017	0,015	0,013	0,014	0,019	0,033
0,248	0,271	0,291	0,308	0,323	0,336	0,35	0,369	0,402

La durée totale de démarrage

$$t = \sum_{i=1}^{i=16} \Delta t_i, \text{ s.}$$

Les résultats du calcul sont indiqués dans le tableau 5-1.

A partir des données du tableau 5-1 on a construit la courbe des vitesses du moteur de commande lors du démarrage (fig. 5-7). La durée de démarrage $t = 0{,}4$ s.

Lors du calcul des régimes transitoires des moteurs électriques de commande il faut prendre en considération non seulement les caractéristiques des mécanismes entraînés mais aussi celles des différents types de moteurs. Les particularités des caractéristiques des différents moteurs exercent une influence importante sur l'allure des régimes transitoires.

L'étude des régimes transitoires dans les dispositifs de commande électrique est liée à la nécessité de trouver la variation de la vitesse, du courant, du couple et parfois du chemin parcouru en fonction du temps lors du démarrage, du freinage et du changement du sens de rotation des moteurs électriques.

5-8. Démarrage d'un moteur dérivation jusqu'à la vitesse nominale

Le démarrage d'un moteur dérivation jusqu'à la vitesse nominale peut être réalisé du réseau de courant continu en fermant l'interrupteur L dans le circuit d'induit (fig. 5-8).

Dans le schéma indiqué on prévoit que le rhéostat est branché de façon permanente et, par conséquent, la résistance totale du circuit d'induit est

$$R = R_{\text{ind}} + R_{\text{r}}.$$

Lors de l'étude du processus de démarrage le flux magnétique Φ du moteur, la tension du réseau U et le couple résistant (de charge) statique C_s sont considérés comme constants. On admet de plus que l'inductance de l'enroulement d'induit est nulle $L_{\text{ind}} = 0$.

Les équations d'équilibre électrique et mécanique du système lors du démarrage sont:

$$U = c\omega + iR; \tag{5-37}$$

$$C = ci = J\frac{d\omega}{dt} + C_s. \tag{5-38}$$

Lorsqu'on détermine par la formule (5-38) la valeur du courant d'induit i, qu'on l'introduit dans la formule (5-37) et qu'on divise ensuite les deux membres par c, on obtient après quelques transformations simples:

$$\frac{U}{c} = \omega + \frac{JR}{c^2}\frac{d\omega}{dt} + \frac{C_s R}{c^2}$$

ou

$$\omega_0 = \omega + T_M \frac{d\omega}{dt} + \Delta\omega_s, \qquad (5\text{-}39)$$

où $\omega_0 = \frac{U}{c}$ est la vitesse de rotation du moteur lors de la marche à vide idéale; $\Delta\omega_s = \frac{C_s R}{c^2}$, la différence de vitesses en charge (fig. 5-9); $T_M = \frac{JR}{c^2} = \frac{J\omega_0}{C_{cc}}$, la constante de temps électromécanique.

On appelle *constante de temps électromécanique* le temps durant lequel le groupe de commande possédant un moment d'inertie J

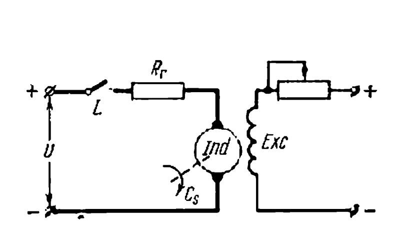


Fig. 5-8. Schéma de principe de démarrage d'un moteur dérivation

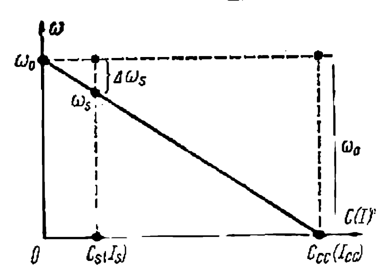


Fig. 5-9. Détermination de la constante de temps électromécanique

aurait passé sans charge de l'état immobile à la vitesse à vide idéale ω_0 sous l'action d'un couple constant égal au couple de court-circuit C_{cc}. Il est à noter que la valeur de la constante de temps dépend de la valeur de C_{cc}. Avec l'accroissement de la résistance du circuit d'induit le couple C_{cc} diminue et la constante de temps augmente. La valeur de la constante de temps électromécanique ne dépend pas de la charge.

L'équation (5-39) peut aussi s'écrire :

$$\frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{T_M} = \frac{\omega_0 - \Delta\omega_s}{T_M}.$$

La solution de cette équation donne :

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega_s + Ce^{-t/T_M}, \qquad (5\text{-}40)$$

où C, la constante d'intégration déterminée à partir des conditions initiales du régime transitoire.

Pour $t = 0$ la valeur initiale de la vitesse $\omega = \omega_{init}$ et

$$C = \omega_{init} - (\omega_0 - \Delta\omega_s) = \omega_{init} - \omega_s.$$

Il est alors aisé d'obtenir l'équation de la vitesse de moteur lors du démarrage sous sa forme généralisée :

$$\omega = \omega_s + (\omega_{init} - \omega_s)\, e^{-t/T_M}. \qquad (5\text{-}41)$$

où ω_s, la vitesse de rotation permanente du moteur (fig. 5-9).

Dans le cas particulier où le démarrage du moteur s'effectue en charge depuis l'arrêt ($\omega_{init} = 0$)

$$\omega = \omega_s (1 - e^{-t/T_M}). \tag{5-42}$$

Lors du démarrage à vide jusqu'à la vitesse permanente ω_0

$$\omega = \omega_0 (1 - e^{-t/T_M}). \tag{5-43}$$

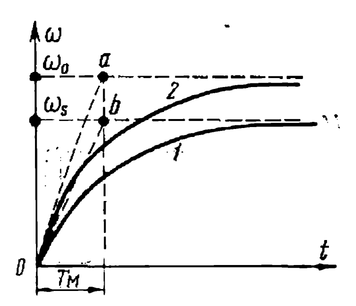


Fig. 5-10. Courbes $\omega = f(t)$ au démarrage d'un moteur dérivation

On obtient des formules analogues si au lieu de la vitesse angulaire on utilise la vitesse du moteur n (tr/mn) qu'on trouve dans les catalogues.

Sur la fig. 5-10 on a indiqué les courbes $\omega = f(t)$ lors du démarrage d'un moteur shunt en charge (courbe *1*) et à vide (courbe *2*). Selon les formules (5-42) et (5-43) le processus de démarrage s'achève théoriquement dans un temps infiniment long, mais pratiquement on peut considérer le démarrage comme achevé pour $t_d = (3$ à $4)\ T_M$ car dans ce cas la vitesse diffère de la vitesse permanente de moins de 5 à 2 %.

En effet, il résulte de l'équation (5-42) que pour

$$t = \infty; \qquad e^{-t/T_M} = 0; \qquad \omega = \omega_s;$$

$$t = 3T_M; \qquad e^{-3} \approx 0{,}05; \qquad \omega \approx 0{,}95\omega_s;$$

$$t = 4T_M; \qquad e^{-4} \approx 0{,}02; \qquad \omega \approx 0{,}98\omega_s.$$

Ainsi pour $t = 3T_M$ la vitesse du dispositif de commande diffère de sa valeur permanente de moins de 5 % et on peut admettre qu'à cet instant le processus transitoire est pratiquement achevé.

Si le démarrage du moteur était fait à couple constant égal à C_{cc}, la vitesse du moteur varierait dans le temps suivant une droite *Oa* lors du démarrage à vide et *Ob* lors du démarrage en charge (fig. 5-10). Par conséquent, si l'on trace de l'origine des coordonnées la tangente à la courbe *2* jusqu'à son intersection avec l'horizontale passant par le point ω_0, le tronçon $\omega_0 a$ obtenu donne à une certaine échelle la valeur $t = T_M$.

Si de façon analogue on trace la tangente à la courbe *1*, le tronçon $\omega_s b$ sera aussi égal à T_M.

La variation du courant dans le circuit rotorique en fonction du temps lors du démarrage du moteur est déterminée à partir de

l'équation (5-38):

$$i=\frac{J}{c}\frac{d\omega}{dt}+I_s,$$

où $I_s=\frac{C_s}{c}$ est le courant de charge.

De la formule (5-40):

$$\frac{d\omega}{dt}=-\frac{\mathrm{C}}{T_M}e^{-t/T_M}$$

et en introduisant cette valeur dans l'équation du courant, on obtient:

$$i=-\frac{J}{c}\frac{\mathrm{C}}{T_M}e^{-t/T_M}+I_s. \tag{5-44}$$

Pour les conditions initiales $t=0$, $i=I_{init}$ la constante d'intégration est :

$$\mathrm{C}=-\frac{cT_M}{J}(I_{init}-I_s).$$

Après introduction de la constante d'intégration C dans la formule (5-44) on trouve

$$i=I_s+(I_{init}-I_s)e^{-t/T_M}. \tag{5-45}$$

La valeur initiale du courant sous sa forme générale est déterminée par la formule

$$I_{init}=\frac{U-E}{R}.$$

Dans le cas particulier, où le démarrage se fait de l'état de repos du moteur, sa f.é.m. est nulle et

$$I_{init}=I_{cc}=\frac{U}{R}.$$

Le courant dans l'induit est alors exprimé par la relation

$$i=(I_{cc}-I_s)e^{-t/T_M}+I_s. \tag{5-46}$$

Lors du démarrage à vide quand $I_s=0$ on a :

$$i=I_{cc}e^{-t/T_M}. \tag{5-47}$$

D'après les formules (5-46) et (5-47) on a construit les courbes $i = f(t)$ indiquées sur la fig. 5-11.

En examinant les fig. 5-9, 5-10 et 5-11 on conclut que, lorsque la caractéristique mécanique du moteur est linéaire et le couple résistant constant, les fonctions $\omega = f(t)$ et $i = f_1(t)$ sont exprimées par des relations exponentielles simples.

Lors du démarrage rhéostatique à échelons multiples d'un moteur à excitation shunt, la tension du réseau étant constante, on adopte

généralement des limites déterminées par les oscillations du courant de démarrage ou du couple de démarrage. Dans ce cas pour trouver la durée du démarrage il est plus commode d'utiliser comme équation initiale celle du courant (5-45) et non pas l'équation de la vitesse.

Le démarrage du moteur en plusieurs échelons représenté sur la

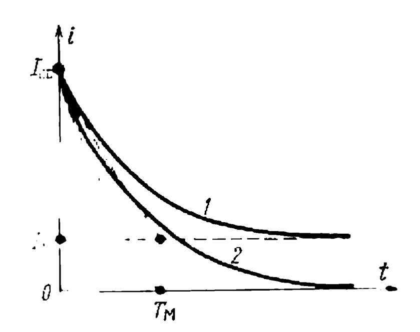


Fig. 5-11. Courbes $i = f(t)$ au démarrage d'un moteur dérivation à un temps:
1 — démarrage en charge; 2 — démarrage à vide

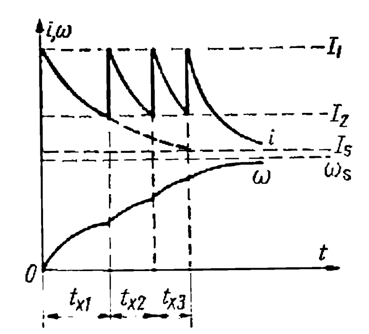


Fig. 5-12. Diagramme de démarrage rhéostatique d'un moteur dérivation à plusieurs échelons

fig. 5-12 se caractérise par le fait que le courant lors du démarrage varie entre I_1 et I_2. Au début du démarrage $I_{\text{init}} = I_1$ et ensuite, lorsque le moteur accélère, sa f.é.m. augmente et le courant dans le circuit d'induit du moteur diminue et, par conséquent, le couple du moteur diminue également. Lorsque le courant atteint une certaine valeur I_2 une partie du rhéostat de démarrage est mise hors circuit de façon que le courant passant par le moteur atteigne de nouveau la valeur I_1, etc. Cherchons le temps t_x durant lequel le courant du moteur diminue de la valeur I_1 à la valeur I_2. A cette fin utilisons l'équation (5-45) en l'écrivant sous la forme suivante:

$$I_2 = I_s + (I_1 - I_s)\, e^{-t_x/T_{Mx}}, \qquad (5\text{-}48)$$

où I_1 et I_2 sont les limites de variation du courant de démarrage (fig. 5-12); t_x, la durée du démarrage du moteur à l'échelon considéré du rhéostat de démarrage; T_{Mx}, la constante de temps électromécanique à cet échelon.

La constante de temps pour chaque échelon du rhéostat correspond à la valeur de la résistance introduite dans le circuit de l'induit.

En résolvant l'égalité (5-48) par rapport au temps de démarrage, on trouve:

$$t_x = T_{Mx} \ln \frac{I_1 - I_s}{I_2 - I_s}. \qquad (5\text{-}49)$$

Si la valeur du courant de charge I_s ne change pas pendant le démarrage le logarithme a une valeur constante et par conséquent:

$$t_x = kT_{Mx}. \tag{5-50}$$

Au fur et à mesure que le rhéostat est mis hors circuit la résistance du circuit d'induit diminue et, par conséquent, la valeur de la constante électromécanique diminue aussi, ce qui réduit la durée de démarrage à chaque échelon suivant, c'est-à-dire $t_{x1} > t_{x2} > t_{x3}$, etc.

Sur la fig. 5-12 la relation $i = f(t)$ est tracée en partant de la formule (5-45) et en tenant compte de tout ce qui précède. On y voit également la courbe de vitesse du moteur $\omega = f(t)$ construite d'après l'équation (5-41). La durée du processus transitoire au dernier échelon (pour $I = I_s$ ou $\omega = \omega_s$) devient égale à l'infini. Pratiquement pour cet échelon il faut adopter comme pour l'échelon précédent

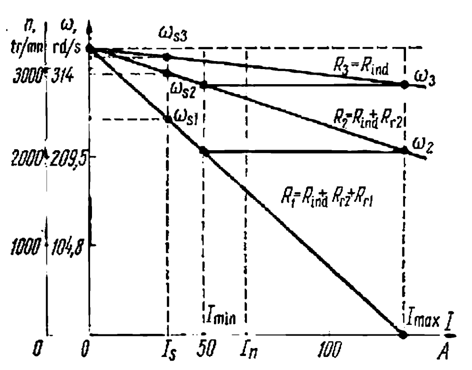


Fig. 5-13. Calcul d'un rhéostat de démarrage

$$t_x = (3 \text{ à } 4)\, T_{Mx}.$$

Exemple 5-2. Un moteur shunt (type П51) possède les caractéristiques suivantes: $P_n = 11$ kW, $U = 220$ V; $I_n = 59$ A; $n_n = 3\,000$ tr/mn ($\omega_n = 314$ rd/s); $J = 0{,}0873$ kgm², $\eta_n = 0{,}845$. Le moteur est mis en marche à l'aide d'un rhéostat de démarrage à deux échelons.

Calculer et construire les courbes $\omega = f(t)$ et $i = \varphi(t)$ lors du démarrage pour $C_s = 0{,}5C_n$ et le courant de charge statique $I_s = 0{,}5I_n$.

Solution. La résistance nominale de l'induit $R_n = \frac{220}{59} = 3{,}73$ ohms, la résistance d'induit $R_{ind} = 0{,}5\,(1 - 0{,}845)\,3{,}73 = 0{,}288$ ohm.

On calcule la résistance de démarrage par la méthode graphique (fig. 5-13). On adopte le courant de démarrage maximal

$$I_1 = I_{max} = 2I_n = 118 \text{ A}.$$

Pour le démarrage en deux échelons on choisit graphiquement le courant de démarrage minimal $I_2 = I_{min} = 0{,}78I_n = 46$ A.

A partir de la construction faite sur la fig. 5-13 on détermine les résistances du rhéostat de démarrage

$$R_{r1} = 0{,}3 \cdot 3{,}73 = 1{,}11 \text{ ohm};$$
$$R_{r2} = 0{,}12 \cdot 3{,}73 = 0{,}45 \text{ ohm}.$$

Le coefficient du moteur:

$$c = \frac{U - I_n R_{ind}}{\omega_n} = \frac{220 - 59 \cdot 0{,}288}{314} = 0{,}645 \text{ V·s/rd},$$

$$\omega_0 = \frac{U}{c} = \frac{220}{0{,}645} = 341 \text{ rd/s}.$$

Les courbes du processus transitoire sont calculées d'après les équations (5-41) et (5-45).

Pour le premier échelon de démarrage on a :

$$\omega = \omega_{s1} + (0 - \omega_{s1})\, e^{-t/T_{M1}};$$

$$i = I_s + (I_1 - I_s)\, e^{-t/T_{M1}}.$$

La résistance totale du circuit d'induit est

$$R_1 = 0{,}288 + 1{,}11 + 0{,}45 = 1{,}848 \text{ ohm}.$$

La constante de temps électromécanique

$$T_{M1} = \frac{JR}{c^2} = \frac{0{,}0873 \cdot 1{,}848}{0{,}645^2} \approx 0{,}39 \text{ s}.$$

La vitesse permanente correspondant au courant $I_s = 0{,}5\, I_n = 0{,}5 \cdot 59 = 29{,}5$ A selon la fig. 5-13 $\omega_{s1} = 254$ rd/s. Les formules pour le calcul du premier échelon de démarrage prennent la forme

$$\omega = 341 - 341 e^{-t/0{,}39};$$

$$i = 29{,}5 + (118 - 29{,}5)\, e^{-t/0{,}39} = 29{,}5 + 88{,}5 e^{-t/0{,}39}.$$

La durée de démarrage au premier échelon

$$t_1 = T_{M1} \ln \frac{I_1 - I_s}{I_2 - I_s} = 0{,}39 \ln \frac{118 - 29{,}5}{46 - 29{,}5} = 0{,}62 \text{ s}.$$

En introduisant dans les formules plusieurs valeurs de t depuis $t = 0$ jusqu'à $t = 0{,}62$ s, on obtient :

Tableau 5-2

t, s	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,62
ω, rd/s	0	10	140	161	185	203
i, A	118	83,2	69,8	62,1	53,7	46

Pour le deuxième échelon de démarrage les équations du processus transitoire sont :

$$\omega = \omega_{s2} + (\omega_2 - \omega_{s2})\, e^{-t/T_{M2}};$$

$$i = I_s + (I_1 - I_s)\, e^{-t/T_{M2}}.$$

La résistance du circuit d'induit

$$R_2 = 0{,}288 + 0{,}45 = 0{,}738 \text{ ohm}.$$

La constante de temps électromécanique

$$T_{M2} = \frac{0{,}0873 \cdot 0{,}738}{0{,}645^2} = 0{,}16 \text{ s}.$$

La vitesse permanente $\omega_{s2} = 308$ rd/s.

La durée de démarrage au second échelon est :

$$t_2 = T_{M2} \ln \frac{I_1 - I_s}{I_2 - I_s} = 0{,}16 \ln \frac{118 - 29{,}5}{46 - 29{,}5} = 0{,}16 \cdot 1{,}6 = 0{,}26 \text{ s}.$$

Les formules de calcul pour le second échelon de démarrage

$$\omega = 308 + (203 - 308)\, e^{-t/0,16} = 308 - 105e^{-t/0,16};$$

$$i = 29,5 + 88,5e^{-t/0,16}.$$

Dans ces formules les valeurs de t varient entre $t=0$ et $t=0,26$ s.

Les résultats de calcul sont indiqués dans le tableau 5-3.

Tableau 5-3

t, s	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,26
ω, rd/s	203	227,5	248	262	277	284
i, A	118	95	78	64,5	53,7	46

De façon analogue on fait le calcul pour le troisième échelon de démarrage (d'après la caractéristique naturelle) :

$$R_3 = R_{\text{ind}} = 0,288 \text{ ohm}; \quad T_{M3} = \frac{0,0873 \cdot 0,288}{0,645^2} = 0,06 \text{ s};$$

$$\omega_{s3} = 328 \text{ rd/s}; \quad t_3 \approx 4T_{M3} = 0,24 \text{ s};$$

$$\omega = 328 + (281 - 328)\, e^{-t/0,06} = 328 - 47e^{-t/0,06};$$

$$i = 29,5 + 88,5e^{-t/0,06}.$$

Les données du calcul sont indiquées dans le tableau 5-4.

Tableau 5-4

t, s	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,24
ω, rd/s	286	310	320	326	327	327,6
i, A	118	69,2	47,4	39,33	32,77	31,7

A partir de ces données on a construit sur la fig. 5-14 les courbes cherchées $\omega = f(t)$, $i = \varphi(t)$.

Dans le cas où la durée des processus électromagnétiques est du même ordre de grandeur que la durée des processus mécaniques il faut tenir compte de l'inertie électromagnétique du circuit d'induit, ce que nous avons négligé jusqu'à présent. Sur la fig. 5-15 on a indiqué les courbes de démarrage du moteur à tension constante du réseau et en tenant compte de l'inductance de l'induit. On voit sur la fig. 5-15 que le démarrage du moteur a lieu en deux temps.

Premier temps : le moteur est au repos tant que le courant d'induit n'atteint pas la valeur nécessaire pour créer le couple de décollage. Durant ce temps, l'accroissement du courant du moteur dépend de la vitesse d'écoulement du processus électromagnétique déterminé par l'équation de la tension dans le circuit d'induit du moteur :

$$U = iR + L_{\text{ind}} \frac{di}{dt}. \qquad (5\text{-}51)$$

La résolution de l'équation (5-51), l'inductance] de l'induit L_{ind} étant constante, donne la loi de variation du courant dans l'induit, le moteur étant au repos :

$$i = \frac{U}{R}\left(1 - e^{-t/T_{\text{ind}}}\right) = I_{\text{cc}}\left(1 - e^{-t/T_{\text{ind}}}\right), \qquad (5\text{-}52)$$

où $I_{\text{cc}} = \frac{U}{R}$ est le courant de court-circuit du moteur; $T_{\text{ind}} = \frac{L_{\text{ind}}}{R}$ est la constante de temps électromagnétique du circuit d'induit ; elle

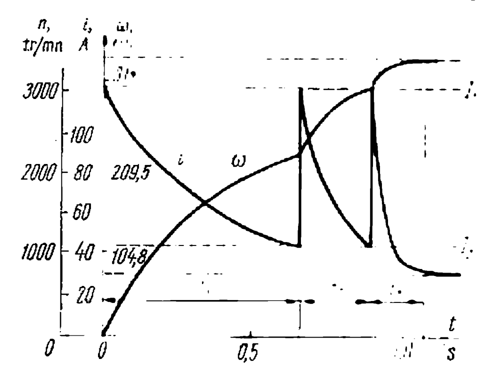


Fig. 5-14. Courbes $\omega = f(t)$ et $i = \varphi(t)$ au démarrage d'un moteur dérivation

Fig. 5-15. Diagramme pour $\omega = f(t)$ et $i = f_1(t)$ au démarrage d'un moteur dérivation. Ce diagramme a été construit en tenant compte de l'inertie électromagnétique de l'induit

a la dimension du temps et détermine la vitesse d'écoulement des processus électromagnétiques.

La courbe de courant tracée à partir de l'équation (5-52) est donnée sur la fig. 5-15 dans les limites de l'intervalle de temps t_{ret} par une courbe continue et au delà de ces limites par une courbe en pointillé. Le temps t_{ret}, qui est appelé temps de retard, est déterminé par (5-52) lorsqu'on introduit la valeur du courant $i = I_s$. Dans ce cas

$$t_{\text{ret}} = T_{\text{ind}} \ln \frac{I_{\text{cc}}}{I_{\text{cc}} - I_s}. \qquad (5\text{-}53)$$

Il faut noter qu'en réalité le temps de retard sera un peu plus grand que celui calculé d'après la formule (5-53). Ce retard complémentaire du démarrage du moteur s'explique par l'action freinante exercée par les courants de Foucault qui prennent naissance dans le fer du moteur.

Après l'écoulement du temps t_{ret} le moteur démarre. La vitesse du moteur augmente et la f.é.m. qui prend naissance dans l'induit influe sur la valeur du courant du moteur. A ce moment les deux pro-

cessus (électromagnétique et électromécanique) ont lieu simultanément en formant le processus unique de démarrage du moteur. Il faut calculer le courant d'induit et la vitesse du moteur pour $\Phi =$ $=$ const en partant des équations suivantes:

$$U = iR + L_{\text{ind}} \frac{di}{dt} + e = iR + L_{\text{ind}} \frac{di}{dt} + c\omega \qquad (5\text{-}54)$$

et

$$C = C_s + J \frac{d\omega}{dt}.$$

En divisant les deux membres de la dernière équation par c, on obtient:

$$i = I_s + \frac{J}{c} \frac{d\omega}{dt}. \qquad (5\text{-}55)$$

La solution des équations (5-54) et (5-55) conduit à une équation différentielle linéaire du second degré par rapport à i (respectivement aussi par rapport à ω) dont l'intégration permet de construire les courbes cherchées $i = f_1(t)$ et $\omega = f(t)$. L'allure approximative des courbes dans ce cas est indiquée sur la fig. 5-15.

5-9. Démarrage d'un moteur dérivation à une vitesse supérieure à sa valeur nominale

Nous avons traité plus haut le problème du démarrage d'un moteur jusqu'à sa vitesse nominale; nous avons supposé alors qu'au cours de la mise en vitesse le flux magnétique et la tension du réseau demeuraient constants et égaux aux valeurs nominales. Au cas où on a besoin de démarrer le moteur jusqu'à une vitesse supérieure à sa vitesse nominale, l'opération s'effectue habituellement en deux temps: le premier consistant à lancer le moteur jusqu'à la vitesse nominale et de passer sur sa caractéristique naturelle; le deuxième, dans l'accélération à partir de la vitesse nominale jusqu'à la valeur exigée en affaiblissant le flux magnétique du moteur. L'accélération du moteur au-dessus de sa vitesse nominale peut s'exécuter avec le montage de la fig. 5-16 par ouverture de l'interrupteur K.

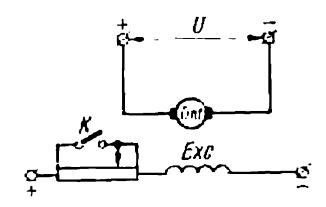


Fig. 5-16. Schéma de principe de l'accélération du moteur au-dessus de la vitesse nominale

Les caractéristiques statiques, correspondant au flux nominal et au flux affaibli, sont données en traits pleins sur la fig. 5-17. Si la variation du flux était instantanée, le transfert d'une caractéristique à l'autre se ferait en suivant les traits discontinus munis de flèches.

En fait, par suite de l'inductance de l'enroulement d'excitation, le flux magnétique varie pendant une durée liée à la constante de temps électromagnétique du circuit inducteur, le courant rotorique et le couple moteur n'atteignent donc pas les valeurs I_1, C_1 indiquées sur la fig. 5-17 et varient suivant les caractéristiques tracées en traits pleins et dites caractéristiques mécaniques dynamiques.

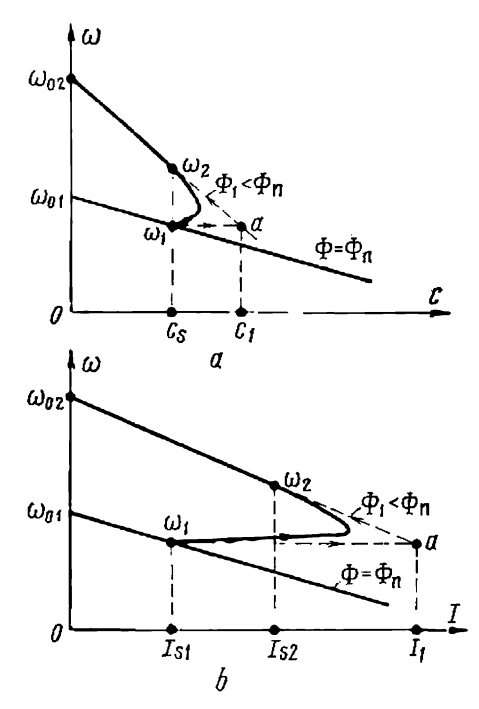


Fig. 5-17. Caractéristiques statiques à l'affaiblissement du flux magnétique du moteur

Etudions plus en détail le deuxième temps. La dépendance entre la vitesse du moteur et son flux magnétique ainsi qu'entre le courant d'excitation et le flux magnétique étant non linéaire, il est logique de rechercher la solution des équations du régime transitoire par l'analyse des graphiques.

Dans le cas général pour un flux magnétique diminuant, les équations initiales pour le calcul de la vitesse et du courant du moteur s'écrivent comme précédemment, soit :

$$U = k\Phi\omega + iR, \qquad (5\text{-}56)$$

$$k\Phi i = C_s + J\frac{d\omega}{dt}. \qquad (5\text{-}57)$$

On ne tient pas compte ici de l'inductance de l'induit vu sa faible valeur par rapport à l'inductance de l'enroulement d'excitation.

Remplaçant k dans (5-56) par $k = \frac{U}{\Phi_n\omega_0}$ et k_n dans (5-57) par $k_n = \frac{C_n}{\Phi_n I_n}$, on écrit :

$$U = \frac{U}{\Phi_n\omega_0}\Phi\omega + iR; \qquad (5\text{-}58)$$

$$\frac{C_n\Phi i}{\Phi_n I_n} = C_s + J\frac{d\omega}{dt}. \qquad (5\text{-}59)$$

Tirons i de (5-59) et après l'avoir porté dans (5-58) divisons les deux membres de l'équation obtenue par $U\Phi_n/\Phi$, il vient :

$$\frac{\Phi}{\Phi_n} = \left(\frac{\Phi}{\Phi_n}\right)^2\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\Delta\omega_s}{\omega_0} + T_M\frac{d\,\frac{\omega}{\omega_0}}{dt}. \qquad (5\text{-}60)$$

où T_M est la constante de temps électromécanique répondant à la caractéristique naturelle ; ou

$$\varphi = \varphi^2 \nu + \Delta\nu_s + T_M \frac{d\nu}{dt}, \tag{5-61}$$

où $\varphi = \Phi/\Phi_n$ est la valeur relative du flux magnétique ; $\nu = \omega/\omega_0$, la valeur relative de la vitesse du moteur ; $\Delta\nu_s$, l'écart de vitesse

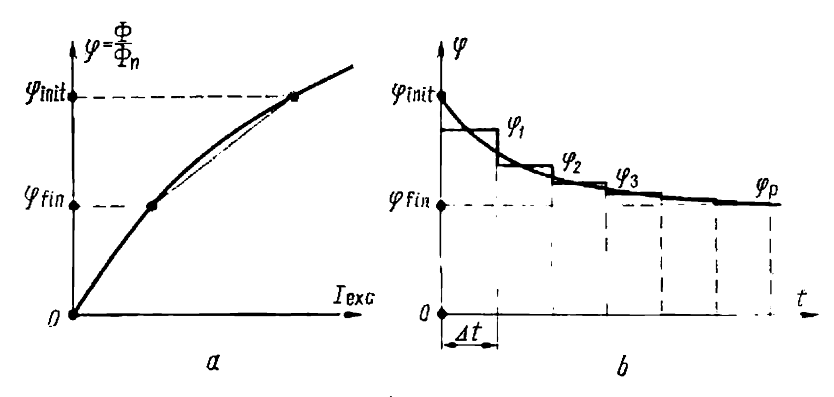


Fig. 5-18. Courbes de variation du flux magnétique:
a — en fonction du courant d'excitation ; *b* — en fonction du temps

relatif du moteur pour une charge égale à C_s et un flux magnétique nominal.

Pour résoudre (5-61), il faut déterminer la fonction $\varphi = f(t)$. Pour un court intervalle de variation du flux (fig. 5-18,*a*), la dépendance fonctionnelle entre le courant d'excitation et le flux magnétique peut être considérée comme linéaire, et les variations du flux dans le temps peuvent s'exprimer par la formule

$$\varphi = \varphi_{fin} (1 - e^{-t/T_E}) + \varphi_{init} e^{-t/T_E}, \tag{5-62}$$

où φ_{init}, φ_{fin} sont les valeurs relatives, initiale et finale, du flux magnétique du moteur ; $T_E \approx T_{exc}$ qui est la constante de temps électromagnétique du circuit inducteur du moteur.

Divisons la courbe $\varphi = f(t)$ de la fig. 5-18,*b* en plusieurs tronçons en supposant la valeur du flux constante à l'intérieur de chaque section correspondant à l'intervalle de temps choisi Δt. Connaissant la fonction $\varphi = f(t)$, il est facile de trouver $\varphi^2 = f_1(t)$, après quoi l'équation (5-61) peut être résolue en accroissements finis. Le calcul de la courbe de vitesse débute par le premier intervalle pour lequel sont connues la vitesse initiale ν_{init} et la valeur moyenne du flux φ_1.

L'accroissement de vitesse au cours du premier intervalle est défini par la formule:

$$\Delta v_1 = \frac{\varphi_1 - \varphi_1^2 v_{init\,1} - \Delta v_s}{\frac{T_M}{\Delta t} + \frac{1}{2}\varphi_1^2}. \tag{5-63}$$

La vitesse initiale sur le deuxième intervalle est:

$$v_{init\,2} = v_{init\,1} + \Delta v_1.$$

D'une façon identique on détermine l'accroissement de vitesse pour le deuxième intervalle, etc.

Avec les accroissements obtenus, on construit la courbe de variation de la vitesse à l'affaiblissement du flux magnétique du moteur (fig. 5-19,*a*). Pour trouver l'intensité du courant d'induit durant l'accélération du moteur par affaiblissement du flux, on peut utiliser la formule (5-56) et, après des transformations simples, l'écrire comme suit:

$$\frac{i}{I_{cc}} = 1 - \varphi v, \tag{5-64}$$

où $I_{cc} = U/R$ est le courant de court-circuit.

Une image de la courbe $i = \psi(t)$ pour un couple statique invariable nous est fournie par la fig. 5-19,*b*. La valeur finale du courant sera alors:

$$I_{s.\,fin} = I_{s.\,init}\frac{\varphi_{init}}{\varphi_{fin}}. \tag{5-65}$$

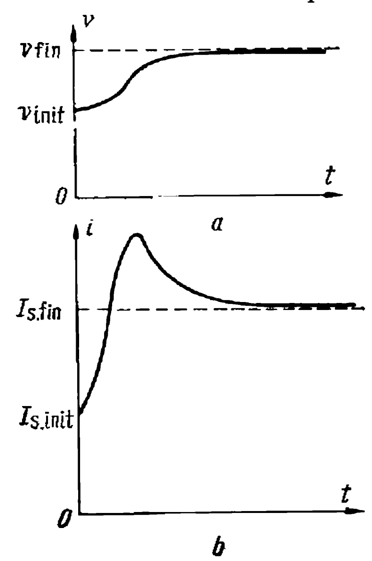


Fig. 5-19. Courbes de variation: *a*) $v = f(t)$; *b*) $i = f_1(t)$

5-10. Freinage rhéostatique d'un moteur dérivation

Si l'on débranche du réseau l'induit d'un moteur en marche et qu'on le connecte à une résistance additionnelle (fig. 5-20), le moteur passe au régime générateur et est freiné de façon intense (fig. 5-21).

Durant le freinage l'enroulement d'excitation reste branché sur le réseau de courant continu.

Les principales équations qui caractérisent le processus de freinage rhéostatique sont les suivantes:

$$c\omega + iR = 0; \tag{5-66}$$

$$ci = J\frac{d\omega}{dt} + C_s,$$

où $R = R_f + R_{ind}$.

La solution commune des équations (5-66) et (5-38) par rapport à ω donne :

$$\omega = -\Delta\omega_s + Ce^{-t/T_M}. \tag{5-67}$$

La constante d'intégration C est déterminée à partir des conditions initiales. Pour $t=0$

$$\omega = \omega_{init} = \omega_s ;$$

$$C = \omega_{init} + \Delta\omega_s,$$

où $\omega_{init} = \omega_s$ est la vitesse du moteur à l'instant de passage du régime moteur au freinage rhéostatique; $\Delta\omega_s = C_s R/c^2$, la diffé-

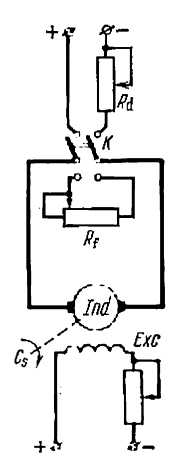


Fig. 5-20. Schéma de principe de freinage rhéostatique

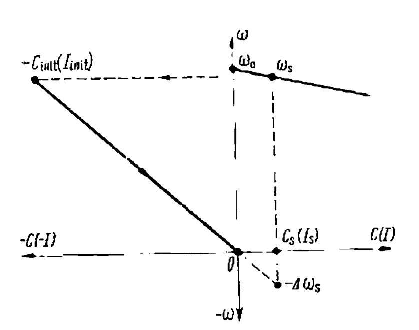


Fig. 5-21. Caractéristique mécanique $\omega = f(C)$ d'un moteur lors du passage du régime moteur en régime de freinage rhéostatique

rence de vitesse déterminée d'après la caractéristique du freinage rhéostatique pour un couple résistant C_s (fig. 5-21).

Après l'introduction de la constante C dans la formule (5-67) on obtient :

$$\omega = -\Delta\omega_s + (\omega_{init} + \Delta\omega_s)\, e^{-t/T_M}. \tag{5-68}$$

Lors du freinage rhéostatique à vide ($C_s = 0$), $\Delta\omega_s = 0$ et $\omega_{init} = \omega_0$ et on a alors :

$$\omega = \omega_0 e^{-t/T_M}. \tag{5-69}$$

La fig. 5-22 montre les caractéristiques $\omega = f(t)$ lors du freinage rhéostatique en charge (courbe *1*) et lorsque $C_s = 0$ (courbe *2*).

Lors du freinage en charge la courbe $\omega=f(t)$ tend asymptotiquement vers la vitesse — $\Delta\omega_s$ si le couple résistant est actif, par exemple, dans le cas de la charge descendante d'un pont roulant. Si le couple résistant est réactif, le freinage du dispositif de commande électrique s'achève pour la vitesse $\omega = 0$ (point b).

Lors du freinage à vide la courbe $\omega = f(t)$ tend asymptotiquement vers zéro et la vitesse de freinage initiale est alors $\omega_{init} = \omega_0$.

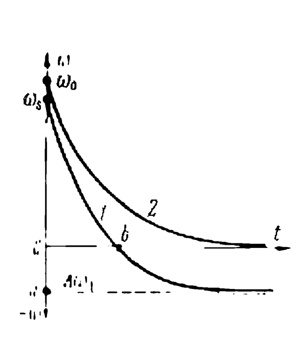


Fig. 5-22. Courbes $\omega = f(t)$ au freinage rhéostatique d'un moteur dérivation

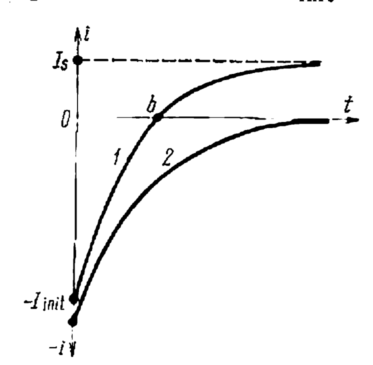


Fig. 5-23. Courbes $i=f_1(t)$ au freinage rhéostatique d'un moteur dérivation

Pour déterminer $i = f_1(t)$ on peut se servir de la formule (5-44) si on y introduit la constante d'intégration C qui correspond aux conditions initiales:

$$C = \frac{cT_M(I_{init}+I_s)}{J}$$

et

$$i = -(I_{init}+I_s)\,e^{-t/T_M}+I_s. \tag{5-70}$$

Sur la fig. 5-23 la courbe *1* illustre la variation du courant dans le circuit d'induit lors du freinage rhéostatique et en présence d'une charge active sur l'arbre du moteur à laquelle correspond le courant I_s.

La courbe *2* montre le processus de freinage rhéostatique pour $C_s = 0$. Le courant dans le circuit d'induit est dans ce cas déterminé d'après la formule:

$$i = -I_{init}e^{-t/T_M}. \tag{5-71}$$

La valeur absolue du courant à l'instant de passage du régime moteur au freinage rhéostatique est:

$$I_{init} = \frac{c\omega_{init}}{R}. \tag{5-72}$$

On peut obtenir la durée de freinage de la vitesse initiale ω_{init} jusqu'à la vitesse courante ω_t à partir de l'équation (5-68) en la résolvant par rapport à t_1:

$$t_1 = T_M \ln \frac{\omega_{init} + \Delta\omega_s}{\omega_1 + \Delta\omega_s}. \tag{5-73}$$

Lors du freinage jusqu'à l'arrêt complet ($\omega_1 = 0$)

$$t_f = T_M \ln \frac{\omega_{init} + \Delta\omega_s}{\Delta\omega_s}. \tag{5-74}$$

Lorsque $I_s = 0$; $\Delta\omega_s = 0$, théoriquement le temps $t_f = \infty$; mais pratiquement on peut considérer le processus de freinage comme achevé en un temps $t_f = 3T_M$. Il est à noter que la constante de temps est déterminée de la même façon que dans le paragraphe 5-8. Dans le cas considéré on tient compte de la valeur de la résistance totale du circuit d'induit du moteur lors du freinage rhéostatique.

La durée de freinage peut être déterminée aussi à partir de l'équation (5-70). Par exemple, lors du freinage jusqu'à l'arrêt complet, où $i = 0$, la durée de freinage

$$t_f = T_M \ln \frac{I_{init} + I_s}{I_s}. \tag{5-75}$$

Exemple 5-3. Le moteur (type П51) passe en régime de freinage rhéostatique pour $I_{init} = 2I_n$ et $\omega_{init} = 328$ rd/s. Le courant de charge $I_s = 0{,}5I_n = 29{,}5$ A.

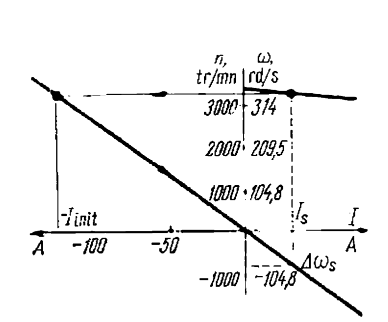


Fig. 5-24. Détermination de $\Delta\omega_s$ au freinage rhéostatique

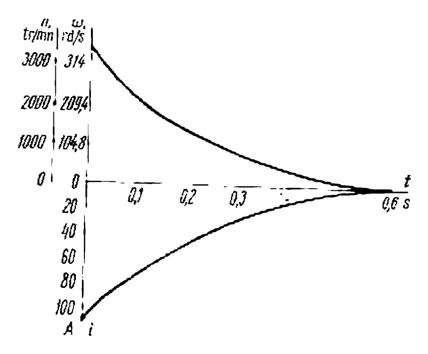


Fig. 5-25. Caractéristiques $\omega = f(t)$ et $i = \varphi(t)$ au freinage rhéostatique. Voir l'exemple 5-3

Calculer et tracer les courbes du processus transitoire $\omega = f(t)$ et $i = \varphi(t)$ pour un moteur shunt dont les caractéristiques ont été indiquées dans l'exemple précédent.

Solution. La résistance additionnelle insérée dans le circuit d'induit est:

$$R_f = \frac{c\omega_{init}}{I_{init}} - R_{ind} = \frac{0{,}645 \cdot 328}{2 \cdot 59} - 0{,}288 = 1{,}8 - 0{,}288 \approx 1{,}51 \text{ ohm}.$$

De la caractéristique de freinage rhéostatique (fig. 5-24) on détermine $\Delta\omega_s = -80$ rd/s pour $I_s = 29{,}5$ A.

La constante de temps électromécanique

$$T_M = \frac{JR}{c^2} = \frac{0{,}0873 \cdot 1{,}8}{0{,}645^2} = 0{,}38 \text{ s.}$$

Le temps de freinage suivant la formule (5-75) ($I_1 = I_{init} = 118$ A)

$$t_f = T_M \ln \frac{I_{init} + I_s}{I_s} = 0{,}38 \ln \frac{118 + 29{,}5}{29{,}5} = 0{,}6 \text{ s.}$$

Les formules pour le calcul de $\omega = f(t)$ et $i = \varphi(t)$:

$$\omega = -80 + (328 + 80)\, e^{-\frac{t}{0{,}38}} = -80 + 408 e^{-\frac{t}{0{,}38}};$$

$$i = 29{,}5 - (118 + 29{,}5)\, e^{-\frac{t}{0{,}38}} = 29{,}5 - 147{,}5 e^{-\frac{t}{0{,}38}}.$$

Les résultats du calcul sont indiqués dans le tableau 5-5.

Tableau 5-5

t, s	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
ω, rd/s	328	143,8	103	70	31	0
i, A	118	51,5	36,7	24,8	10,8	0

D'après ces résultats on a construit sur la fig. 5-25 les courbes $\omega = f(t)$ et $i = \varphi(t)$.

5-11. Freinage à contre-courant et renversement du sens de marche d'un moteur dérivation

Le freinage à contre-courant est réalisé par le changement de la polarité de la tension aux bornes de l'enroulement d'induit du moteur en marche, le sens du courant dans l'enroulement d'excitation restant le même. D'après le schéma de la fig. 5-26 cette commutation est exécutée à l'aide d'un commutateur K et pour limiter le courant pris au réseau on introduit lors du freinage dans le circuit d'induit une résistance additionnelle R_f.

La fig. 5-27 montre le passage du régime moteur au régime de freinage à contre-courant. Dans ce cas le freinage est intense conformément à la caractéristique $C_{init}O_1$. Si on ne débranche pas l'induit du moteur lorsque la vitesse est égale ou presque égale à zéro, le moteur, en développant un couple (qui en valeur absolue est supérieur au couple résistant), tournera en sens inverse et prendra une vitesse permanente (caractéristique $O_1\omega_p$). Le processus de freinage électrique à contre-courant suivi d'une mise en vitesse en sens inverse est appelé renversement du sens de marche.

L'équation de l'équilibre électrique pour le circuit d'induit du moteur durant la période de freinage à contre-courant est:

$$-U = c\omega + iR. \qquad (5\text{-}76)$$

Cette équation diffère de l'équation d'équilibre concernant le démarrage (5-37) en ce que U est affecté d'un signe moins. Pour cette raison on peut utiliser l'équation générale de la vitesse (5-40) en

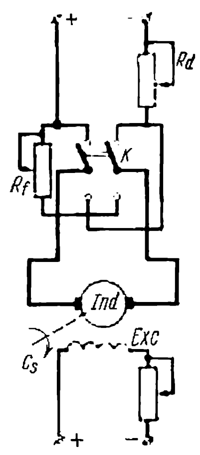


Fig. 5-26. Schéma de principe de freinage à contre-courant et d'inversion du sens de marche d'un moteur dérivation

Fig. 5-27. Caractéristique mécanique lors du passage du régime moteur en régime de freinage à contre-courant

y remplaçant $+\ \omega_0$ par $-\ \omega_0$ et on a lors du renversement du sens de marche:

$$\omega = -\omega_0 - \Delta\omega_s + Ce^{-t/T_M}. \qquad (5\text{-}77)$$

Pour $t = 0$ la vitesse du moteur à l'instant de commutation de l'induit $\omega = \omega_{init} = \omega_s$ (fig. 5-27) et la constante $C = \omega_s + \omega_0 + \Delta\omega_s$.

La relation $\omega = f(t)$ lors du renversement du sens de marche

$$\omega = -(\omega_0 + \Delta\omega_s) + (\omega_0 + \Delta\omega_s + \omega_s)\, e^{-t/T_M}. \qquad (5\text{-}78)$$

La formule (5-78) a été obtenue en admettant que le signe de $\Delta\omega_s$ reste constant lors de la variation du sens de rotation du moteur, c'est-à-dire que le couple résistant est actif. Dans ce cas, après l'inversion du sens de marche la vitesse permanente du moteur dépassera ω_0 de $\Delta\omega_s$. La relation $\omega = f(t)$ avec un couple résistant actif est caractérisée par la courbe *1* (fig. 5-28).

Lors de l'inversion du sens de marche à vide ($\omega_s = \omega_0$ et $\Delta\omega_s = 0$)

$$\omega = -\omega_0 + 2\omega_0 e^{-t/T_M}. \qquad (5\text{-}79)$$

A ce cas correspond la courbe *2* de la fig. 5-28. Si l'inversion du sens de marche s'effectue avec un couple résistant réactif, la courbe $\omega = f(t)$ au point d'intersection avec l'axe des abscisses est brisée et se rapproche asymptotiquement de la vitesse permanente $-\omega_p$ comme indiqué sur la fig. 5-28 (courbe *3*). Cette courbe est calculée à partir des mêmes formules initiales mais en tenant compte du fait que lors du changement du signe de la vitesse le couple résistant change également de signe.

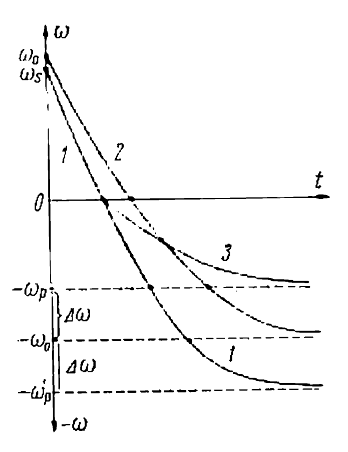


Fig. 5-28. Variation de $\omega = f(t)$ lors de l'inversion du sens de marche d'un moteur dérivation

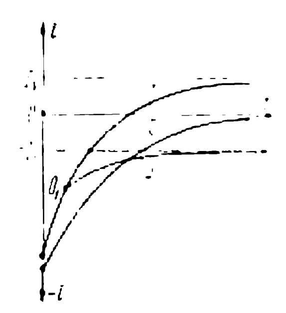


Fig. 5-29. Relation $i = f_1(t)$ lors de l'inversion du sens de marche d'un moteur dérivation

Le courant dans le circuit d'induit du moteur est déterminé lors de l'inversion du sens de marche par la même méthode que dans le paragraphe 5-10. Sous sa forme finale le courant

$$i = I_s - (I_{init} + I_s)\, e^{-t/T_M}, \tag{5-80}$$

où $I_{init} = \frac{U + c\omega_s}{R}$ est la valeur absolue du courant à l'instant initial du passage du régime moteur au régime de freinage à contre-courant, où $R = R_{ind} + R_f$ est la résistance totale du circuit d'induit.

La formule (5-80) comme la formule (5-78) est valable pour le couple résistant actif (courbe *1*, fig. 5-29). Cette formule sera également valable pour un couple réactif depuis le début du freinage jusqu'à l'arrêt du moteur. Pour un couple résistant réactif la courbe $i = f(t)$ sera brisée au point O_1. La courbe $i = f(t)$ se rapproche asymptotiquement de la valeur permanente du courant $-I_s$, comme indiqué sur la fig. 5-29 (courbe *3*).

Lors de l'inversion du sens de marche à vide

$$i = -I_{\text{init}}e^{-t/T_{\text{M}}}. \tag{5-81}$$

Puisque dans ce cas $\omega_s = \omega_0$, on a:

$$I_{\text{init}} = \frac{2U}{R} = 2I_{\text{cc}}$$

et

$$i = -2I_{\text{cc}}e^{-t/T_{\text{M}}}. \tag{5-82}$$

La relation $i = f(t)$ pour $C_s = 0$ est illustrée par la courbe *2* de la fig. 5-29.

5-12. Freinage d'un moteur dérivation avec récupération d'énergie par le réseau

Le freinage avec récupération d'énergie par le réseau a lieu lorsque la vitesse du moteur dérivation diminue grâce à l'augmentation de son flux magnétique. Dans ce cas, on alimente l'enroulement d'excitation séparément du circuit d'induit. Comme le montre la fig. 5-30, la vitesse varie de ω_1 à ω_2.

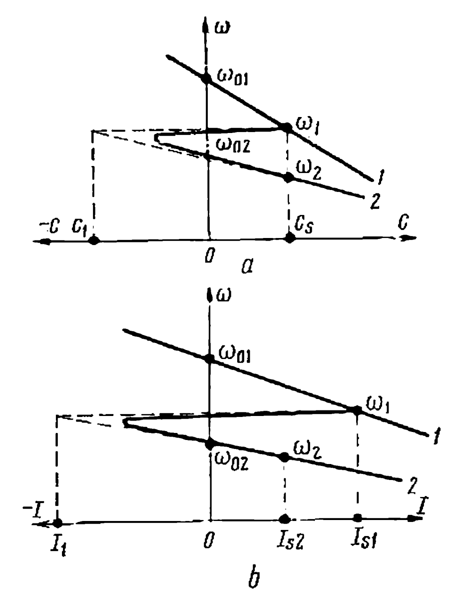


Fig. 5-30. Caractéristiques statiques lors du renforcement du flux magnétique du moteur

Par suite de l'inertie mécanique du système entraîné, la vitesse ne peut varier instantanément, et l'augmentation du flux magnétique se résout par l'accroissement de la f.é.m. du moteur. Quand celle-ci dépasse en valeur absolue la tension appliquée, le courant dans l'induit change de signe et l'énergie est renvoyée au réseau. Au moment initial du freinage le couple ainsi que le courant n'atteignent pas les valeurs C_1 et I_1. Ceci est dû au fait que, par suite de l'inertie électromagnétique du circuit inducteur, le flux magnétique du moteur tarde à prendre sa valeur permanente.

Les pics du courant et du couple au cours du freinage se trouvent donc inférieurs à C_1 et I_1 respectivement.

La fig. 5-30 donne les caractéristiques du moteur pour un freinage à couple statique constant C_s. Dans ce cas l'intensité permanen-

te du courant I_{s2} à la fin du freinage est inférieure à l'intensité permanente I_{s1} avant le freinage.

Si l'on adopte la loi exponentielle de variation du flux magnétique dans le temps $\varphi = f(t)$ (fig. 5-31) en la remplaçant par la suite par une courbe en escalier à intervalles fixes Δt, on peut, en

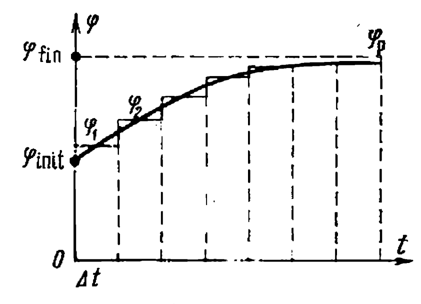


Fig. 5-31. Courbe de variation du flux magnétique en fonction du temps

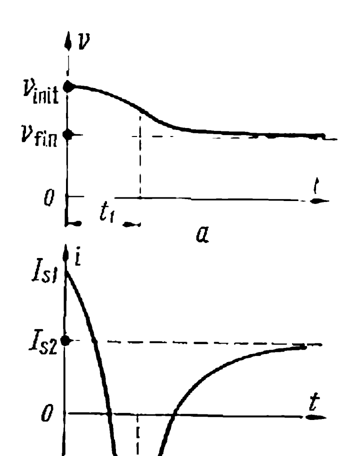


Fig. 5-32. Courbes de variation lors du freinage:
$a - v = f(t)$; $b - i = f_1(t)$

mettant à profit la méthode décrite au paragraphe 5-9, établir les courbes de variation de vitesse et de courant dans l'induit pour le cas de freinage (fig. 5-32).

5-13. Energétique des régimes transitoires d'un moteur dérivation

La puissance prise au réseau et livrée sur l'arbre du moteur est dépensée:

1) pour vaincre la charge

$$P_s = C_s\omega, \text{ W};$$

2) pour créer une réserve d'énergie cinétique des masses tournantes du groupe de commande déterminée par le couple dynamique

$$P_J = C_J\omega = J\omega\frac{d\omega}{dt}, \text{ W};$$

3) pour couvrir les pertes dans le moteur électrique. Lorsqu'on admet que les pertes par frottement font partie de la puissance de la charge, les pertes dans le moteur seront les pertes thermiques dans le circuit d'induit $\Delta P_2 = i^2R$ et l'énergie dépensée pour l'excitation.

Dans les pertes totales l'énergie dépensée pour l'excitation n'est pas bien grande et pour cette raison nous n'en tiendrons pas compte.

En régimes transitoires les pertes d'énergie dans le circuit d'induit influent sur le choix de la puissance du moteur et sur les dimensions de la résistance additionnelle.

Les pertes d'énergie dans le circuit d'induit lors du démarrage d'un moteur dérivation sont déterminées par l'expression:

$$\Delta A_d = \int_0^{t_d} i^2 R\,dt. \tag{5-83}$$

Il découle de l'équation d'équilibre électrique que lors du démarrage du moteur en un échelon:

$$Ui = Ei + i^2 R$$

ou

$$i^2 R = Ui - Ei = C\omega_0 - C\omega, \tag{5-84}$$

où Ui est la puissance prise au réseau; Ei, la puissance électromagnétique.

Si le démarrage du moteur a lieu à vide ($C_s = 0$), on a

$$C = J\frac{d\omega}{dt} \text{ et } dt = J\frac{d\omega}{C}. \tag{5-85}$$

En introduisant dans la formule (5-83) les valeurs tirées de (5-84) et (5-85), on obtient:

$$\Delta A_d = \int_0^{t_d} C(\omega_0 - \omega)\, J\frac{d\omega}{C};$$

lors du démarrage de $\omega_1 = \omega_{init}$ à $\omega_2 = \omega_{fin}$

$$\Delta A_d = \int_{\omega_{init}}^{\omega_{fin}} J(\omega_0 - \omega)\, d\omega. \tag{5-86}$$

Dans le cas particulier où le démarrage a lieu de $\omega_{init} = 0$ à $\omega_{fin} = \omega_0$

$$\Delta A_d = \frac{J\omega_0^2}{2}, \text{ joules.} \tag{5-87}$$

De cette façon les pertes d'énergie dans le circuit d'induit d'un moteur dérivation lors de la mise en marche à vide sont égales à la réserve d'énergie cinétique qu'acquièrent les masses de giration du groupe à vitesse permanente. La valeur de ces pertes ne dépend pas de la résistance du circuit d'induit, c'est-à-dire qu'elle ne dépend pas de la forme de la caractéristique mécanique du moteur, du nombre d'échelons de démarrage et de leurs résistances ou de la durée du démarrage.

Le travail exécuté par le moteur pendant le démarrage est déterminé également par la réserve d'énergie cinétique accumulée pendant cette période, c'est-à-dire que

$$A_{\text{méc}} = \frac{J\omega_0^2}{2}.$$

Par conséquent, la dépense d'énergie électrique dans le circuit d'induit lors du démarrage du moteur est égale au double de la valeur de la réserve d'énergie cinétique:

$$A_{\text{él}} = A_{\text{méc}} + \Delta A_{\text{d}} = J\omega_0^2. \tag{5-88}$$

Lors du démarrage du moteur en charge dans le cas où $C_s = \text{const}$:

$$i^2R = C\omega_0 + C\omega = (C_s + C_J)(\omega_0 - \omega); \tag{5-89}$$

$$dt = \frac{J\,d\omega}{C_J}. \tag{5-85a}$$

En utilisant les formules (5-89) et (5-85a) on obtient après quelques transformations:

$$\Delta A_{\text{d}} = \int_0^{t_{\text{d}}} i^2R\,dt = \int_0^{\omega_s} J(\omega_0 - \omega)\,d\omega + \int_0^{t_{\text{d}}} C_s(\omega_0 - \omega)\,dt \tag{5-90}$$

ou

$$\Delta A_{\text{d}} = J\left(\omega_0\omega_s - \frac{\omega_s^2}{2}\right) + C_s\left(\omega_0 t_{\text{d}} - \int_0^{t_{\text{d}}} \omega\,dt\right). \tag{5-91}$$

Le premier terme de l'expression (5-91) représente les pertes d'énergie dans le circuit d'induit dues à la mise en vitesse des masses d'inertie tandis que le second terme peut être considéré comme représentant les pertes dans le circuit d'induit en présence d'un couple dû à la charge. Si ω_s diffère peu de ω_0, le premier terme:

$$\Delta A_{\text{d}J} \approx \frac{J\omega_0^2}{2}.$$

Les pertes dues à la charge

$$\Delta A_{\text{d. s}} = C_s\left(\omega_0 t_{\text{d}} - \int_0^{t_{\text{d}}} \omega\,dt\right).$$

La valeur de ces pertes est calculée en utilisant la courbe $\omega = f(t)$ (fig. 5-33).

Sur la fig. 5-33 l'aire hachurée représente la différence

$$\omega_0 t_{\text{d}} - \int_0^{t_{\text{d}}} \omega\,dt = F.$$

Par conséquent,

$$\Delta A_{d.\,s} = C_s F. \tag{5-92}$$

Les pertes totales dans le circuit d'induit lors du démarrage

$$\Delta A_d = J\left(\omega_0\omega_s - \frac{\omega_s^2}{2}\right) + C_s F. \tag{5-93}$$

La formule (5-93) peut être également utilisée pour déterminer les pertes lors du démarrage du moteur en plusieurs échelons.

Les *pertes d'énergie dans le circuit d'induit lors du freinage rhéostatique à vide* ($C_s = 0$) sont déterminées à partir de (5-86). Il faut y tenir compte du fait que lors du freinage rhéostatique $U = 0$ et $\omega_{fin} = 0$. En admettant que le freinage a lieu depuis $\omega_{init} = \omega_0$ à $\omega_{fin} = 0$, on obtient :

$$\Delta A_{f.\,rh} = \int_{\omega_0}^{0} -J\omega\, d\omega = \int_{0}^{\omega_0} J\omega\, d\omega$$

ou

$$\Delta A_{f.\,rh} = \frac{J\omega_0^2}{2}. \tag{5-94}$$

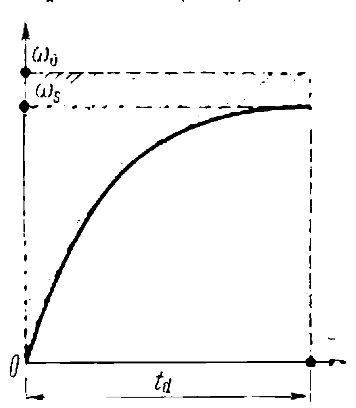


Fig. 5-33. Détermination des pertes d'énergie lors du démarrage d'un moteur dérivation

Il découle de la formule (5-94) que les pertes dans le circuit d'induit du moteur lors du freinage rhéostatique (dans le cas où $C_0 = 0$) sont déterminées par la réserve d'énergie cynétique que possèdent les masses de giration du groupe à l'instant initial du freinage.

Si le freinage a lieu en charge les pertes d'énergie sont :

$$\Delta A_{f.\,rh} = \frac{J\omega_s^2}{2} - C_s \int_0^{t_f} \omega\, dt. \tag{5-95}$$

Il est facile de calculer le deuxième terme de l'équation (5-95) comme dans le cas précédent lorsqu'on connaît la relation $\omega = f(t)$.

On peut trouver les *pertes d'énergie dans le circuit d'induit du moteur lors du renversement du sens de marche* par la formule (5-86) si l'on tient compte du fait que la tension U change de signe et que, par conséquent, ω_0 change également de signe. En admettant que le renversement du sens de marche a lieu à vide ($C_s = 0$) dans les limites comprises entre $\omega_{init} = \omega_0$ et $\omega_{fin} = -\omega_0$, on obtient :

$$\Delta A_{renv} = \int_{\omega_0}^{-\omega_0} J(-\omega_0 - \omega)\, d\omega$$

ou

$$\Delta A_{\text{renv}} = \int_{-\omega_0}^{\omega_0} J(\omega_0 + \omega)\, d\omega\,;$$

$$\Delta A_{\text{renv}} = 4\,\frac{J\omega_0^2}{2}. \qquad (5\text{-}96)$$

Il est facile de démontrer que lors du freinage à contre-courant (renversement du sens de marche jusqu'à $\omega = 0$) les pertes d'énergie dans le circuit d'induit sont (pour $C_s = 0$) :

$$\Delta A_{\text{f. c}} = 3\,\frac{J\omega_0^2}{2}. \qquad (5\text{-}97)$$

Par conséquent, lors du freinage à contre-courant à vide les pertes d'énergie dans le circuit d'induit sont égales au triple de la réserve d'énergie cinétique. Une partie de cette énergie égale à $\frac{J\omega_0^2}{2}$ est fournie par l'arbre du moteur et l'autre partie $2\,\frac{J\omega_0^2}{2}$ est prise au réseau.

Il est évident que les pertes énergétiques dans le circuit d'induit lors de l'inversion du sens de marche sont égales au quadruple de la réserve d'énergie cinétique (5-96). Ceci est compréhensible car le renversement du sens de marche est un processus comportant le freinage à contre-courant et le démarrage du moteur en sens inverse.

Si le freinage à contre-courant a lieu jusqu'à l'arrêt complet en charge ($C_s \neq 0$), les pertes d'énergie sont déterminées comme précédemment d'après la formule

$$\Delta A_{\text{f. c}} = J\left(\omega_0\omega_s + \frac{\omega_s^2}{2}\right) - C_s \int_0^{t_f} (\omega_0 + \omega)\, dt. \qquad (5\text{-}98)$$

Il résulte de la formule (5-98) que les pertes d'énergie lors du freinage du moteur en charge sont plus faibles que lors du freinage à vide.

5-14. Régimes transitoires dans les systèmes de commande à moteurs série

Dans ce cas les régimes transitoires sont étudiés par des méthodes grapho-analytiques car le flux magnétique du moteur varie non linéairement en fonction du courant d'induit.

Pour déterminer les relations $\omega = f(t)$ et $i = f_1(t)$ on peut utiliser la méthode d'étude grapho-analytique des régimes transitoires exposée plus haut.

La fig. 5-34 montre les courbes de vitesse et de courant d'induit d'un moteur série lors du démarrage en plusieurs échelons.

Le schéma de principe de renversement du sens de rotation d'un moteur série est indiqué sur la fig. 5-35. Lorsqu'on fait passer le commutateur K de la position haute à la position basse, le moteur passe du régime permanent avec $\omega = \omega_s$ et $I = I_s$ à celui de contre-courant. Sur la fig. 5-36 la courbe *1* correspond à la caractéristique naturelle du moteur et la courbe *2* à la caractéristique en régime de contre-courant.

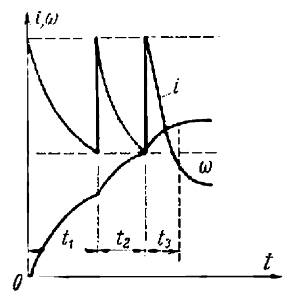


Fig. 5-34. Courbes de variation de vitesse et de courant d'induit d'un moteur série lors du démarrage échelonné

Les pertes d'énergie lors du démarrage et du freinage des moteurs série à mêmes moments de giration et statique ainsi qu'à mêmes limites de variation de la vitesse peuvent être supérieures, inférieures ou égales aux pertes analogues dans un moteur dérivation.

Si en régime transitoire la valeur moyenne du courant d'induit est inférieure au courant nominal et si le couple du moteur est inférieur au couple nominal, les pertes sont supérieures à celles d'un moteur à excitation en dérivation étant donné l'accroissement de la durée du régime transitoire. Lorsque le courant est supérieur au courant nominal, grâce à la diminution de la durée du régime transitoire les pertes énergétiques sont plus faibles que dans un moteur dérivation. Enfin, lorsque le courant d'induit dans le régime transitoire est égal en moyenne à la valeur nominale, les

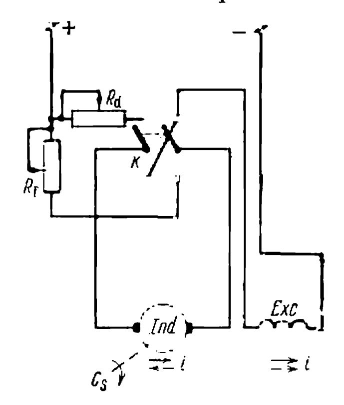


Fig. 5-35. Schéma de principe de l'inversion du sens de marche d'un moteur série

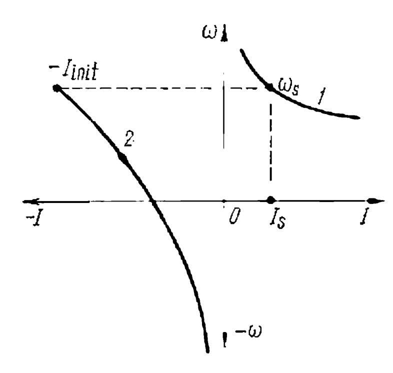


Fig. 5-36. Caractéristique $\omega = f(I)$ lors de l'inversion du sens de marche d'un moteur série

pertes d'énergie sont les mêmes dans les moteurs série et les moteurs shunt.

Pour déterminer de façon plus précise les pertes d'énergie dans le circuit d'induit d'un moteur série il faut préalablement construire la courbe $i = f(t)$.

5-15. Régimes transitoires dans le système génératrice-moteur (système Ward-Léonard) Intensification du processus d'excitation

Le démarrage, le freinage ainsi que le réglage de la vitesse du moteur dans le système Ward-Léonard se font généralement par commutation correspondante du circuit de l'enroulement d'excitation de la génératrice et parfois du moteur.

Les enroulements d'excitation possédant une inductance relativement grande, leurs constantes de temps électromagnétiques sont grandes et les phénomènes transitoires dans les circuits d'excitation des machines ont lieu de façon relativement lente.

Pour les enroulements d'induit des machines électriques la valeur de la constante de temps électromagnétique est généralement de quelques centièmes ou même de quelques millièmes de seconde et pour cette raison dans la majorité des cas on peut ne pas en tenir compte lors du calcul des régimes transitoires. Par contre la constante de temps électromagnétique T_{exc} des enroulements d'excitation des machines a une valeur non négligeable car sa valeur absolue varie de quelques dixièmes de seconde pour les machines de faible puissance jusqu'à quelques secondes pour les machines puissantes. Nous indiquerons plus loin l'ordre de grandeur des constantes de temps électromagnétiques en fonction de la puissance des machines à courant continu normales (tableau 5-6).

Tableau 5-6

Puissance de la machine, kW	Constante de temps de l'enroulement d'excitation T_{exc}, s (approximativement)
1,5	0,2
15	0,6
75	0,8 à 0,9
3 000 et plus	2 à 4

Examinons quelques méthodes d'accélération du phénomène d'excitation en prenant à titre d'exemple le système génératrice-moteur (G-M) entraînant de puissants laminoirs réversibles instal-

lés dans les usines métallurgiques. Les résultats obtenus sont valables pour des moteurs semblables de commande à courant continu.

Dans les laminoirs les conditions technologiques exigent de 15 à 20 inversions du sens de marche par minute. Comme le montre le tableau 5-6 la constante de temps électromagnétique de l'enroulement d'excitation de la génératrice atteint dans certains cas des valeurs comprises entre 2 et 4 secondes et pour cette raison dans une telle installation, lorsqu'on ne prend pas de mesures spéciales, on ne peut obtenir que 3 ou 4 inversions du sens de marche par minute.

La fig. 5-37 montre le schéma de principe de branchement des machines selon le système G-M.

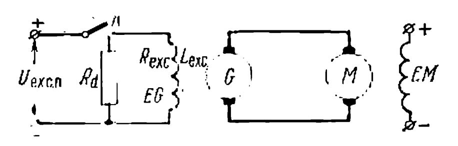


Fig. 5-37. Schéma de principe de connexion des machines dans le système G-M

Examinons d'abord le processus d'accroissement du courant dans le circuit d'excitation de la génératrice. Après la fermeture de l'interrupteur K le courant d'excitation croîtra d'après une loi connue *):

$$i_{exc} = I_{exc.n}\left(1 - e^{-t/T_{exc}}\right), \tag{5-99}$$

où $I_{exc.n} = U_{exc.n}/R_{exc}$ est le courant permanent (nominal) dans le circuit d'excitation de la génératrice; $T_{exc} = L_{exc}/R_{exc}$, la constante de temps électromagnétique de cet enroulement; $U_{exc.\,n}$, R_{exc} et L_{exc} sont respectivement la tension nominale aux bornes de l'enroulement d'excitation, sa résistance ohmique et sa réactance inductive.

Pratiquement on peut considérer le processus d'excitation comme achevé lorsque $i_{exc} = 0{,}95 I_{exc.n}$.

Dans ce cas $t_{0,95} = 3T_{exc}$.

De cette façon on arrive à la conclusion que la vitesse du processus électromagnétique d'excitation dans le montage indiqué est déterminée par la valeur de la constante de temps de l'enroulement d'excitation de la génératrice. Pour accélérer le processus électromagnétique on utilise des méthodes consistant à appliquer à l'enroulement d'excitation de la génératrice une tension élevée pendant la durée du démarrage. Pour limiter le courant permanent à sa valeur nominale $I_{exc.n}$ on est obligé d'insérer une résistance ohmique additionnelle ou d'utiliser d'autres mesures permettant de limiter la tension en régime permanent.

La fig. 5-38 montre un schéma avec une résistance ohmique additionnelle R_{ad} branchée de façon permanente. La valeur de cette

*) Nous admettrons que l'inductance du circuit de l'enroulement d'excitation est constante.

résistance est choisie de façon que lorsque la tension $U'_{exc} > U_{exc.\ n}$, le courant dans l'enroulement d'excitation ne dépasse pas la valeur nominale qui est:

$$I_{exc.\ n} = \frac{U'_{exc}}{\frac{R_{exc}R_{ad}}{R_d} + (R_{exc} + R_{ad})}. \qquad (5\text{-}100)$$

Ici

$$U'_{exc} = \alpha U_{exc.\ n}, \qquad (5\text{-}101)$$

où α est le coefficient de forçage indiquant le rapport de la tension d'alimentation à la tension nominale; R_d, une résistance de décharge qui pratiquement est égale à (3 à 4) R_{exc}.

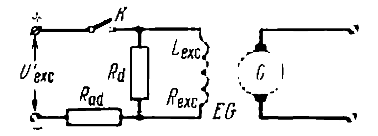


Fig. 5-38. Schéma d'un circuit d'excitation à résistance additionnelle branchée de façon permanente

Le courant dans l'enroulement d'excitation dans le schéma considéré varie suivant la loi:

$$i_{exc} = I_{exc.\ p}\left(1 - e^{-t/T'_{exc}}\right), \qquad (5\text{-}102)$$

où

$$T'_{exc} = T_{exc}\frac{1}{1 + \frac{R_dR_{ad}}{(R_{ad} + R_d)\,R_{exc}}}. \qquad (5\text{-}103)$$

L'analyse de la formule (5-103) montre qu'avec l'accroissement de R_{ad} la constante de temps du circuit d'excitation diminue et que, par conséquent, le courant d'excitation de la génératrice croît de façon plus rapide. Il est évident qu'avec l'accroissement de R_{ad} la tension appliquée U'_{exc} doit être augmentée. Comme il découle de la formule (5-102) pour $t = 0$, c'est-à-dire à l'instant initial du processus d'excitation, $i_{exc} = 0$ et toute la tension extérieure U'_{exc} est appliquée aux bornes de l'enroulement d'excitation. Au fur et à mesure que le courant d'excitation croît, la tension appliquée à l'enroulement d'excitation diminue en atteignant la valeur permanente. De cette façon le forçage de démarrage pour le schéma examiné ne reste pas constant.

La nature des variations du courant d'excitation dans ce montage est indiquée sur la fig. 5-39 où sont présentées les courbes d'accrois-

sement du courant i_{exc} en fonction de différentes valeurs de la tension U'_{exc} et des résistances additionnelles. Il est évident que la durée du processus transitoire peut être réduite jusqu'à la valeur requise. Mais avec l'accroissement de la résistance additionnelle dans le circuit de l'enroulement d'excitation la tension U'_{exc} augmente et, par conséquent, les pertes dans la résistance additionnelle augmentent également. On peut réduire considérablement ces dernières si on

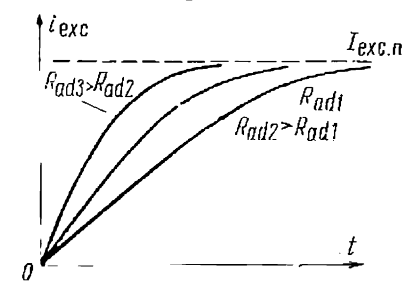


Fig. 5-39. Courbes de variation du courant d'excitation pour différentes valeurs de la résistance additionnelle

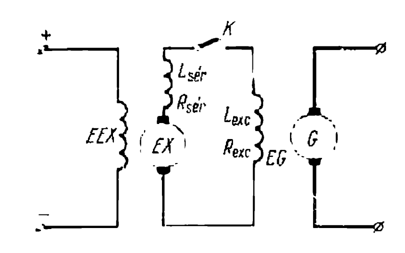


Fig. 5-40. Schéma avec une excitatrice anticompound

alimente l'enroulement d'excitation de la génératrice par une excitatrice spéciale à enroulement anticompound (fig. 5-40). Avec un tel montage on applique à l'enroulement d'excitation de la génératrice une tension qui diminue pendant le démarrage avec l'accroissement du courant. En effet, avec l'accroissement de l'intensité du courant l'action démagnétisante de l'enroulement série de l'excitatrice augmente, ce qui provoque une diminution de sa tension. Pour conserver intact le courant permanent d'excitation $I_{exc.\,n}$ il faut augmenter la force magnétisante de l'enroulement indépendant de l'excitatrice en partant du fait que pour une machine non saturée

$$I_{exc.\,n} \sim I_{in.\,n} w_{in} - I_{exc.\,n} w_{sér}, \tag{5-104}$$

où $I_{in.n} w_{in}$ est la f.m.m. engendrée par l'enroulement d'excitation indépendant; $I_{exc.\,n}\, w_{sér}$ est la f.m.m. engendrée par l'enroulement série.

Le sens physique de l'accélération du processus est clair lorsqu'on examine les courbes de la fig. 5-41. La courbe *1* correspond au schéma de la fig. 5-37 qui ne prévoit pas le forçage de l'excitation.

Imaginons que l'enroulement série (fig. 5-40) soit shunté. Dans ce cas l'accroissement du courant aura lieu de façon plus rapide et la valeur permanente du courant $I'_{exc.\,n}$ se trouvera supérieure puisque ce courant correspond à la f.m.m. accrue de l'enroulement indépendant. Ce processus est caractérisé par la courbe *2* de la fig. 5-41. La courbe réelle du courant d'excitation dans le montage à excita-

trice anticompound se trouvera entre les courbes indiquées *1* et *2*. Au début du démarrage cette courbe coïncide presque avec la courbe *2*, le courant étant faible et l'influence de l'enroulement série étant insignifiante. Cette influence se manifeste ensuite de plus en plus avec l'accroissement du courant et il en résulte que la courbe *3* occupe la position indiquée sur la fig. 5-41.

Si l'on néglige la saturation de l'excitatrice et l'inductance mutuelle des enroulements indépendant et série, on peut utiliser la méthode

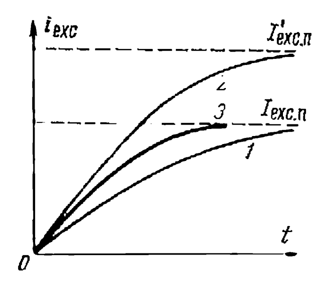


Fig. 5-41. Courbe de variation du courant $i=f(t)$ dans le schéma à excitatrice anticompound (*3*)

Fig. 5-42. Schéma équivalent pour le cas d'utilisation d'une excitatrice anticompound

de calcul suivant laquelle l'action de l'enroulement série de l'excitatrice est équivalente à l'action d'une certaine résistance ohmique insérée dans le circuit de son induit. Le schéma réel indiqué sur la fig. 5-40 peut être remplacé par le schéma équivalent de la fig. 5-42 obtenu en partant des considérations suivantes.

La force électromotrice qui prend naissance dans l'induit de l'excitatrice sous l'action de l'enroulement indépendant et de l'enroulement série peut être décomposée en deux composantes:

$$E_{\text{in. n}} = k_{\text{in}} I_{\text{in. n}} = \text{const} \tag{5-105}$$

et

$$e_{\text{sér}} = k_{\text{sér}} i_{\text{exc}}. \tag{5-106}$$

Les coefficients qui entrent dans les dernières équations sont déterminés à partir des relations:

$$k_{\text{in}} = \frac{E_{\text{in. n}}}{I_{\text{in. n}}} \quad \text{et} \quad k_{\text{sér}} = \frac{E_{\text{sér. n}}}{I_{\text{exc. n}}},$$

où $I_{\text{in.n}}$ et $I_{\text{exc. n}}$ sont les courants nominaux dans les circuits de l'enroulement d'excitation indépendant et de l'enroulement d'excitation de la génératrice (fig. 5-40) ; $E_{\text{in. n}}$ et $E_{\text{sér. n}}$ sont les f.é.m. de l'excitatrice dues à l'action de ces courants.

La tension de l'excitatrice est égale à peu près à sa f.é.m. totale e_{exc} et pour cette raison l'équation d'équilibre des f.é.m. pour le circuit d'excitation de la génératrice (fig. 5-40) peut être écrite sous la forme suivante:

$$e_{exc}=k_{in}I_{in.\,n}-k_{sér}i_{exc}=(R_{exc}+R_{sér})\,i_{exc}+$$
$$+(L_{exc}+L_{sér})\frac{di_{exc}}{dt}. \qquad (5\text{-}107)$$

En tenant compte de l'équation (5-105), on peut écrire la dernière équation de façon différente:

$$E_{in.\,n}=k_{in}I_{in.\,n}=(R+k_{sér})\,i_{exc}+L\frac{di_{exc}}{dt}, \qquad (5\text{-}108)$$

où $R=R_{exc}+R_{sér}$ et $L=L_{exc}+L_{sér}$.

En résolvant (5-108) par rapport au courant i_{exc}, on obtient:

$$i_{exc}=\frac{E_{in.\,n}}{R+k_{sér}}\left(1-e^{-t/T_{exc}}\right)=I_{exc.\,n}\left(1-e^{-t/T_{exc}}\right), \qquad (5\text{-}109)$$

où

$$T_{exc}=\frac{L}{R+k_{sér}}\approx\frac{L_{exc}}{R_{exc}+k_{sér}}. \qquad (5\text{-}110)$$

Le coefficient $k_{sér}$ qui entre dans l'expression de la constante électromagnétique est équivalent à une certaine résistance additionnelle branchée de façon permanente dans le circuit d'enroulement d'excitation de la génératrice (fig. 5-42).

Pour forcer le processus d'excitation dans le système génératrice-moteur on utilise souvent le schéma représenté sur la fig. 5-43, où la résistance ohmique est court-circuitée pendant le démarrage.

Fig. 5-43. Schéma avec une résistance court-circuitée pendant le démarrage

Dans un tel schéma la tension U'_{exc} est plusieurs fois supérieure à la tension nominale mais le courant d'excitation de la génératrice ne doit pas dépasser sa valeur nominale. Ici, comme auparavant, le coefficient de forçage peut être déterminé à partir de la relation $\alpha=\frac{U'_{exc}}{U_{exc.n}}$. Ce schéma diffère de celui de la fig. 5-38 par ce que lors du démarrage la résistance additionnelle R_{ad} est shuntée et les contacts KF sont ouverts seulement à l'instant où le courant atteint la valeur $I_{exc.\,n}$. La tension accrue durant les processus transitoires est entièrement appliquée à l'enroulement d'excitation de la généra-

trice et le courant i_{exc} tend vers une valeur $I'_{exc}=\frac{U'_{exc}}{R_{exc}}$ avec la même constante de temps que celle du schéma de la fig. 5-37.

L'équation du courant d'excitation en régime transitoire a la forme suivante :

$$i_{exc}=\alpha I_{exc.\,n}\,(1-e^{-t/T_{exc}}). \tag{5-111}$$

En résolvant cette équation par rapport à t on détermine le temps durant lequel le courant atteint la valeur nominale

$$t=T_{exc}\ln\frac{\alpha}{\alpha-1}. \tag{5-112}$$

Les courbes approximatives d'accroissement du courant d'excitation pour différents coefficients de forçage sont indiquées sur la fig. 5-44. Il convient d'adopter des coefficients de forçage $\alpha=3$ à 4

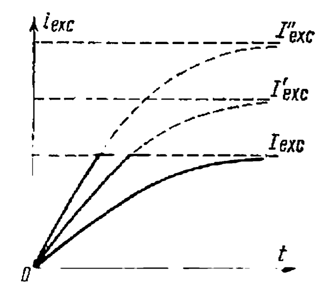


Fig. 5-44. Courbes de variation de courant $i_{exc}=f(t)$ dans un schéma à résistance court-circuitée

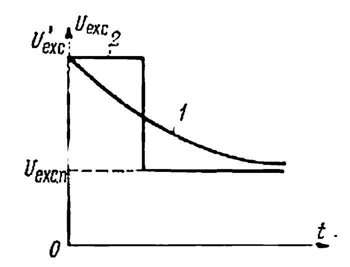


Fig. 5-45. Courbe de variation de la tension aux bornes de l'enroulement d'excitation de la génératrice

car un accroissement plus grand influe peu sur la diminution du temps d'augmentation du courant d'excitation.

En comparant les méthodes indiquées d'accélération des processus transitoires on peut en déduire que le plus efficace est le forçage de la tension avec une résistance shuntée pour la durée du démarrage. Toutes les autres conditions étant égales, on obtient ainsi l'accélération maximale du processus et de plus l'accroissement de l'intensité du courant d'excitation suit presque une ligne droite, ce qui influe favorablement sur la forme de la courbe de courant dans le circuit d'induit de la machine principale.

La tension appliquée aux bornes de l'enroulement d'excitation de la génératrice selon les schémas indiqués sur les fig. 5-38 et 5-40 diminue au cours du démarrage (courbe *1* de la fig. 5-45) et d'après le schéma de la fig. 5-43 reste invariable comme indiqué sur la fig. 5-45 (courbe *2*).

Pour cette raison le schéma de la fig. 5-43 assure un accroissement plus rapide du courant d'excitation et une plus grande accélération du processus transitoire pour la même tension U'_{exc}.

Il faut noter encore une fois que la première cause d'accélération des processus transitoires dans tous les schémas examinés est l'accroissement de la puissance appliquée grâce à l'élévation, pour la durée du démarrage, de la tension aux bornes de l'enroulement d'excitation de la génératrice. L'accélération du processus d'excitation réduit la durée des régimes transitoires dans le moteur de commande.

5-16. Démarrage du moteur dans le système génératrice-moteur

Lorsqu'on admet que la génératrice n'est pas saturée, sa f.é.m. pour ω = const est proportionnelle au courant d'excitation et dans les régimes transitoires est déterminée par l'équation

$$e_g = \alpha E_n (1 - e^{-t/T_{exc}}), \qquad (5\text{-}113)$$

où E_n est la valeur nominale de la f.é.m. de la génératirce pour $i_{exc} = I_{exc.\,n}$.

Pour le circuit d'induit du moteur parcouru par un courant i lors du démarrage l'équation d'équilibre des f.é.m.

$$e_g = \alpha E_n (1 - e^{-t/T_{exc}}) = iR_{ind} + L_{ind} \frac{di}{dt} + e, \qquad (5\text{-}114)$$

où R_{ind} et L_{ind} sont respectivement la résistance et l'inductance du circuit d'induit de la génératrice et du moteur; e, la f.é.m. du moteur.

Souvent on peut ne pas tenir compte de L_{ind} car elle est faible par rapport à l'inductance de l'enroulement d'excitation de la génératrice L_{exc}, c'est-à-dire qu'on peut admettre que $L_{ind} \frac{di}{dt} = 0$.

Pour obtenir les relations qui déterminent les variations de la vitesse, du courant et du couple au démarrage du moteur, il faut résoudre l'équation (5-114) et l'équation du mouvement du groupe de commande:

$$C = C_s + J \frac{d\omega}{dt}.$$

En admettant qu'à flux magnétique constant du moteur $e = c\omega$ et $C = ci$ et en résolvant les deux dernières équations, on obtient la variation de la vitesse du moteur en fonction du temps lors du démarrage:

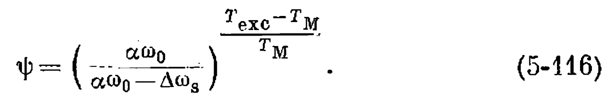
$$\omega = \frac{\alpha\omega_0}{T_{exc} - T_M} [T_{exc} (1 - e^{-t/T_{exc}}) - T_M (1 - \psi e^{-t/T_M})] - \Delta\omega_s, \qquad (5\text{-}115)$$

où ω_0 est la vitesse de marche à vide idéale du moteur; α, le coefficient de forçage; T_{exc}, la constante de temps électromagnétique de

l'enroulement d'excitation de la génératrice; T_M, la constante de temps électromécanique du groupe; $\Delta\omega_s$, la différence de vitesse pour un couple résistant C_s qui est

$$\Delta\omega_s = \omega_0 - \omega_s$$

et



$$\psi = \left(\frac{\alpha\omega_0}{\alpha\omega_0 - \Delta\omega_s}\right)^{\frac{T_{exc}-T_M}{T_M}}. \qquad (5\text{-}116)$$

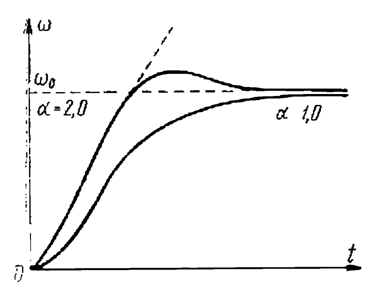


Fig. 5-46. Courbes de vitesse d'un moteur au démarrage

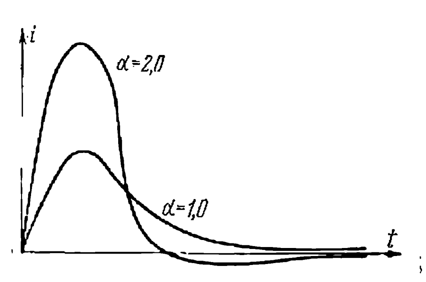


Fig. 5-47. Courbes de courant dans le circuit d'induit lors du démarrage

De la même façon comme nous l'avons indiqué au paragraphe 5-8 on peut obtenir l'expression du courant d'induit du moteur en fonction du temps:

$$i = \frac{\alpha I_{cc} T_M}{T_{exc} - T_M}\left(e^{-t/T_{exc}} - \psi e^{-t/T_M}\right) + I_s, \qquad (5\text{-}117)$$

où I_{cc} est le courant de court-circuit dans le circuit G-M qui correspond à la tension nominale de la f.é.m. de la génératrice; I_s, le courant de charge pour un couple résistant C_s.

Si le démarrage du moteur a lieu à vide, c'est-à-dire pour $C_s = 0$, on a dans ce cas:

$$I_s = 0; \quad \Delta\omega_s = 0; \quad \psi = 1$$

et

$$\omega = \frac{\alpha\omega_0}{T_{exc} - T_M}\left[T_{exc}\left(1 - e^{-t/T_{exc}}\right) - T_M\left(1 - e^{-t/T_M}\right)\right], \qquad (5\text{-}118)$$

$$i = \frac{\alpha I_{cc} T_M}{T_{exc} - T_M}\left(e^{-t/T_{exc}} - e^{-t/T_M}\right). \qquad (5\text{-}119)$$

Sur les fig. 5-46 et 5-47 on a indiqué les courbes $\omega = f(t)$ et $i = f_1(t)$ pour différents coefficients de forçage. Les modifications de la vitesse et du courant représentées sur ces figures, que l'on obtient après la coupure du courant d'excitation de la génératrice, sont provoquées par l'inertie du système.

Les égalités indiquées plus haut montrent que l'évolution des phénomènes transitoires dans le système génératrice-moteur dépend de la constante de temps électromécanique du moteur T_M et de la constante de temps électromagnétique des enroulements d'excitation de la génératrice T_{exc}. En fonction de la puissance du moteur de commande ces constantes ont des valeurs inégales qui diffèrent dans de larges limites. Ainsi, dans les dispositifs de commande de plusieurs kW, $T_{exc} = 0,1$ à $0,3$ s. Dans les puissants dispositifs de commande des laminoirs réversibles $T_{exc} = 2$ à 4 s tandis que $T_M = 0,03$ à $0,05$ s.

Dans ce dernier cas lors de la détermination de la durée des phénomènes transitoires on peut ne prendre en considération que la seule constante électromagnétique des enroulements d'excitation de la génératrice et négliger la constante électromécanique étant donné sa valeur relativement faible.

Pour cette raison l'équation (5-118) prend une forme plus simple:

$$\omega \approx \alpha\omega_0 \left(1 - e^{-t/T_{exc}}\right). \tag{5-120}$$

Lors de la détermination de la relation $i = f(t)$ il est intéressant de trouver la valeur maximale du courant dans le circuit d'induit pour la comparer avec sa valeur admissible d'après les conditions de commutation au collecteur du moteur.

En se servant de l'équation (5-117) on trouve la dérivée $\frac{di}{dt}$ et l'égale à zéro, c'est-à-dire que

$$\frac{di}{dt} = \frac{\alpha I_{cc}}{T_{exc}(T_{exc} - T_M)} \left(\psi T_{exc} e^{-t/T_M} - T_M e^{-t/T_{exc}}\right) = 0.$$

On peut ainsi déterminer le temps après lequel le courant atteint sa valeur maximale:

$$t_{max} = \frac{T_{exc} T_M}{T_{exc} - T_M} \ln \frac{\psi T_{exc}}{T_M}. \tag{5-121}$$

En introduisant la valeur de t_{max} dans l'équation (5-117) et en faisant les transformations nécessaires, on obtient la valeur maximale du courant dans le circuit d'induit lors du démarrage du moteur

$$I_{max\,d} = \frac{\alpha I_{cc}(\alpha\omega_0 - \Delta\omega_s)}{\alpha\omega_0} \left(\frac{T_M}{T_{exc}}\right)^{\frac{T_{exc}}{T_{exc} - T_M}} + I_s. \tag{5-122}$$

Si le démarrage du moteur a lieu à vide ($C_s = 0$, $\Delta\omega_s = 0$ et $I_s = 0$), on a:

$$I_{max\,d} = \alpha I_{cc} \left(\frac{T_M}{T_{exc}}\right)^{\frac{T_{exc}}{T_{exc} - T_M}}. \tag{5-123}$$

5-17. Freinage et renversement du sens de rotation du moteur dans le système génératrice-moteur

Nous avons indiqué précédemment les méthodes d'accélération du processus d'excitation et donné les relations $\omega = f(t)$ et $i = \varphi(t)$ lors du démarrage du moteur à courant continu dans le système génératrice-moteur. Les calculs relatifs à la diminution de la durée des processus transitoires lors du freinage et du renversement du sens de marche dans ce système sont aussi importants.

Le freinage du moteur M (fig. 5-48) se fait le plus fréquemment par débranchement de l'enroulement d'excitation de la génératrice du réseau et sa fermeture sur une résistance de décharge R_d ou par sa connexion aux bornes de l'induit de façon que la polarité aux bornes de l'enroulement d'excitation change. Le moteur fonctionne alors en générateur grâce à l'énergie cinétique emmagasinée tandis que la génératrice fonctionne en moteur. La génératrice G, fonctionnant en moteur, livre de l'énergie au moteur asynchrone (ou synchrone) d'entraînement lié à la génératrice par l'arbre commun. Enfin, le moteur asynchrone (ou synchrone) lors de la diminution brusque du courant d'excitation de la génératrice passe en régime générateur, livrant de l'énergie au réseau de courant alternatif. L'intensité de la diminution du courant dans l'enroulement d'excitation caractérise aussi le rythme de freinage du moteur. La diminution du courant d'excitation de la génératrice en fonction du temps lors du freinage peut être établie à partir de l'équation

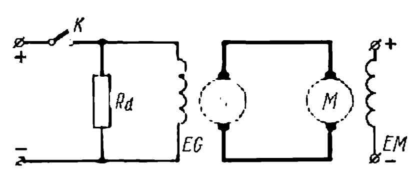


Fig. 5-48. Schéma de freinage du moteur dans le système G-M

$$i_{exc}(R_{exc} + R_d) + L_{exc}\frac{di_{exc}}{dt} = 0.$$

La solution de cette équation par rapport au courant i_{exc} donne:

$$i_{exc} = I_{exc.n} e^{-t/T_{exc}}, \qquad (5\text{-}124)$$

où $T_{exc} = \frac{L_{exc}}{R_{exc} + R_d}$ est la constante de temps électromagnétique du circuit d'excitation.

En admettant toujours que la génératrice n'est pas saturée, on obtient la variation de la f.é.m. de la génératrice lors du freinage:

$$e_g = E_n e^{-t/T_{exc}}. \qquad (5\text{-}125)$$

Il résulte des équations indiquées que la diminution de la constante de temps provoque un forçage du processus de freinage. On l'obtient en augmentant la valeur de la résistance de décharge. Cependant il faut tenir compte du fait que la tension aux bornes de la résistance de décharge et, par conséquent, aux bornes de l'enroule-

ment d'excitation obéit à la loi suivante:

$$u_{exc} = U_{exc} \frac{R_d}{R_{exc}} e^{-t/T_{exc}}, \qquad (5\text{-}126)$$

et pour $t=0$

$$u_{exc} = U_{exc} \frac{R_d}{R_{exc}}.$$

Un grand accroissement de la valeur de la résistance de décharge lié à la diminution de la constante de temps peut provoquer des surtensions inadmissibles aux bornes de l'enroulement d'excitation au début du freinage ainsi que de forts appels de courant dans le circuit d'induit. Pour cette raison la valeur de cette résistance ne dépasse généralement pas la triple valeur de la résistance de l'enroulement d'excitation.

Pour trouver la relation analytique entre la vitesse du moteur et le temps lors du freinage on résout les deux équations:

$$E_n e^{-t/T_{exc}} = c\omega - iR_{ind}; \; -ci = J\frac{d\omega}{dt} + C_s.$$

Après les transformations requises on obtient:

$$\omega = \frac{\omega_0}{T_{exc} - T_M}\left(T_{exc} e^{-t/T_{exc}} - T_M e^{-t/T_M}\right) - \Delta\omega_s. \qquad (5\text{-}127)$$

Le courant dans le circuit d'induit est déterminé d'après la formule

$$i = \frac{J\omega_0}{c\,(T_{exc} - T_M)}\left(e^{-t/T_M} - e^{-t/T_{exc}}\right) + I_s \qquad (5\text{-}128)$$

ou

$$i = I_{cc} \frac{T_M}{T_{exc} - T_M}\left(e^{-t/T_M} - e^{-t/T_{exc}}\right) + I_s. \qquad (5\text{-}129)$$

Pour $C_s = 0$

$$i = I_{cc} \frac{T_M}{T_{exc} - T_M}\left(e^{-t/T_M} - e^{-t/T_{exc}}\right). \qquad (5\text{-}130)$$

Les courbes $\omega = f(t)$ et $i = f_1(t)$ pour $C_s = 0$ sont indiquées respectivement sur les fig. 5-49 et 5-50.

Les courbes *1* sur les deux figures sont relatives aux constantes de temps T_{exc} plus grandes et les courbes *2* aux valeurs plus petites. On trouve la valeur maximale du courant lors du freinage à partir de l'équation (5-129) en égalant à zéro la dérivée du courant par rapport au temps.

Le maximum de courant est déterminé d'après la formule

$$I_{max\,f} = -I_{cc}\left(\frac{T_M}{T_{exc}}\right)^{\frac{T_{exc}}{T_{exc} - T_M}} + I_s. \qquad (5\text{-}131)$$

Si le freinage a lieu à vide ($I_s = 0$), on a:

$$I_{0\,max\,f} = -I_{cc}\left(\frac{T_M}{T_{exc}}\right)^{\frac{T_{exc}}{T_{exc} - T_M}}. \qquad (5\text{-}132)$$

Le renversement du sens de rotation du moteur dans le système considéré est réalisé par changement de la polarité de la tension appliquée aux bornes de l'enroulement d'excitation de la génératrice, ce qui provoque une diminution rapide du courant d'excitation et ensuite son accroissement en sens inverse.

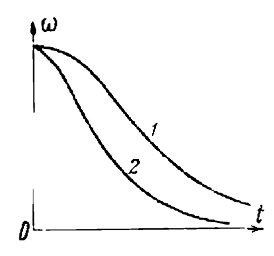


Fig. 5-49. Courbes de vitesse d'un moteur au freinage

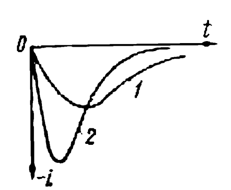


Fig. 5-50. Courbes de courant dans le circuit d'induit lors du freinage

Le forçage de l'excitation lors du renversement du sens de marche se fait de la même façon que lors du démarrage.

La valeur du courant d'excitation en fonction du temps est déterminée par l'équation:

$$-U'_{\text{exc}} = i_{\text{exc}} R_{\text{exc}} + L_{\text{exc}} \frac{di_{\text{exc}}}{dt}. \qquad (5\text{-}133)$$

Après des transformations correspondantes on obtient:

$$i_{\text{exc}} = -\alpha I_{\text{exc}} \left[1 - \left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) e^{-t/T_{\text{exc}}}\right]. \qquad (5\text{-}134)$$

La f.é.m. de la génératrice non saturée est:

$$e_{\text{g}} = -\alpha E_{\text{n}} \left[1 - \left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) e^{-t/T_{\text{exc}}}\right]. \qquad (5\text{-}135)$$

En résolvant l'équation d'équilibre des f.é.m. pour le circuit d'induit et l'équation du mouvement du système de commande par rapport à ω, on obtient:

$$\omega = -(\alpha\omega_0 + \Delta\omega_{\text{s}}) + \frac{(1+\alpha)\,\omega_0}{T_{\text{exc}} - T_{\text{M}}} \left(T_{\text{exc}} e^{-t/T_{\text{exc}}} - T_{\text{M}} e^{-t/T_{\text{M}}}\right). \qquad (5\text{-}136)$$

Si le renversement du sens de marche a lieu à vide ($C_{\text{s}} = 0$ et $\Delta\omega_{\text{s}} = 0$), on a:

$$\omega = -\alpha\omega_0 + \frac{(1+\alpha)\,\omega_0}{T_{\text{exc}} - T_{\text{M}}} \left(T_{\text{exc}} e^{-t/T_{\text{exc}}} - T_{\text{M}} e^{-t/T_{\text{M}}}\right). \qquad (5\text{-}137)$$

Les courbes approximatives de variation de la vitesse de rotation du moteur lors du renversement du sens de marche pour différents

coefficients de forçage et pour $C_s = 0$ sont indiquées sur la fig. 5-51.

En se servant de l'équation (5-137) et en y introduisant $\omega = -\omega_0$, on peut déterminer la durée du renversement du sens de marche, c'est-à-dire le temps nécessaire pour que la vitesse du moteur à vide passe de $+\omega_0$ à $-\omega_0$.

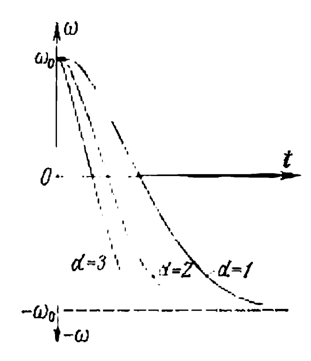


Fig. 5-51. Courbes approximatives de vitesse du moteur lors de l'inversion du sens de marche pour différents coefficients de forçage ($\alpha = 1$, 2 et 3)

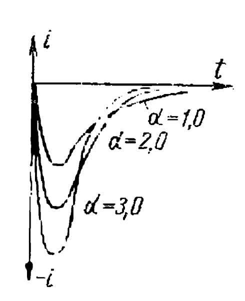


Fig. 5-52. Courbes approximatives de courant du moteur lors de l'inversion du sens de marche pour différents coefficients de forçage

Dans les puissants systèmes de commande on peut négliger la valeur de T_M, faible par rapport à T_{exc}.

Dans ce cas le temps du renversement de marche est déterminé par une formule simplifiée:

$$t_{renv} \approx T_{exc} \ln \frac{1+\alpha}{\alpha-1}. \tag{5-138}$$

La formule (5-138) montre que la durée du renversement de marche dépend de la constante de temps du circuit d'excitation et du coefficient de forçage.

Si on utilise l'expression de la dérivée de la vitesse par rapport au temps

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{(1+\alpha)\,\omega_0}{T_{exc}-T_M}\left(e^{-t/T_M} - e^{-t/T_{exc}}\right)$$

et qu'on l'introduit dans l'équation du courant

$$i = \frac{J}{c}\,\frac{d\omega}{dt} + I_s,$$

on obtient, après quelques transformations, les expressions suivantes:

$$i = \frac{(1+\alpha)\,I_{cc}T_M}{T_{exc}-T_M}\left(e^{-t/T_M} - e^{-t/T_{exc}}\right) + I_s. \tag{5-139}$$

Pour $I_s = 0$

$$i = \frac{(1+\alpha) I_{cc} T_M}{T_{exc} - T_M} \left(e^{-t/T_M} - e^{-t/T_{exc}}\right). \qquad (5\text{-}140)$$

Les courbes de variation du courant $i = f(t)$ pour $I_s = 0$ et pour différentes valeurs de α sont représentées sur la fig. 5-52.

D'après la règle connue permettant de trouver un maximum on détermine le temps au bout duquel le courant atteint la valeur maximale :

$$t_{max} = \frac{T_M T_{exc}}{T_{exc} - T_M} \ln \frac{T_{exc}}{T_M} \qquad (5\text{-}141)$$

et le courant

$$I_{renv.\,max} = -(1+\alpha) I_{cc} \left(\frac{T_M}{T_{exc}}\right)^{\frac{T_{exc}}{T_{exc} - T_M}} + I_s \qquad (5\text{-}142)$$

ou pour $I_s = 0$

$$I_{renv.\,max} = -(1+\alpha) I_{cc} \left(\frac{T_M}{T_{exc}}\right)^{\frac{T_{exc}}{T_{exc} - T_M}}. \qquad (5\text{-}143)$$

Dans le cas où il est nécessaire de tenir compte de la saturation de la génératrice, par exemple, lors de phénomènes transitoires dus à l'affaiblissement du champ du moteur, on est obligé de recourir aux constructions grapho-analytiques.

Exemple 5-4. Une génératrice (type П52) à excitation indépendante présente les caractéristiques suivantes (tableau 5-7).

Tableau 5-7

P_n, kW	U_n, V	I_n, A	n_n, tr/mn	ω_n, rd/s	R_{ind}, ohms	w_{ind}, spires	R_{exc}, ohms	w_{exc}, spires	$2a$	$2p$
6,5	115	56,4	1 450	151,8	0,095	155	35	600	2	4

La courbe d'aimantation est indiquée sur la fig. 5-53,*a* (Φ et F sont donnés pour un seul pôle).

Trouver les valeurs de l'inductance et de la constante de temps électromagnétique de l'enroulement d'excitation de la génératrice. Trouver aussi l'expression analytique de la partie linéaire de la caractéristique à vide.

Solution. L'inductance de l'enroulement d'excitation est

$$L_{exc} = \frac{d\Phi}{dI_{exc}} = \frac{d(2pw_{exc}\Phi)}{d\left(\frac{F}{w_{exc}}\right)} = 2pw_{exc}^2 \frac{d\Phi}{dF}.$$

Si l'on néglige le magnétisme rémanant, on peut remplacer la partie initiale de la courbe d'aimantation par la droite Of (fig. 5-53,*a*). On a alors pour la machine non saturée :

$$L_{exc} = 2pw_{exc}^2 \frac{ab}{Oa} = 4 \cdot 600^2 \frac{0{,}38 \cdot 10^{-2}}{600} = 9{,}1 \text{ H};$$

$$T_{exc} = \frac{L_{exc}}{R_{exc}} = \frac{9{,}1}{35} = 0{,}26 \text{ s}.$$

Lorsque la machine devient saturée L_{exc} et T_{exc} diminuent. Par exemple, pour le point B on a :

$$L_{exc}=4\cdot600^2\frac{cd}{ce}=4\cdot600^2\frac{0,1\cdot10^{-2}}{600}=2,4 \text{ H};$$

$$T_{exc}=\frac{2,4}{35}=0,069 \text{ s}$$

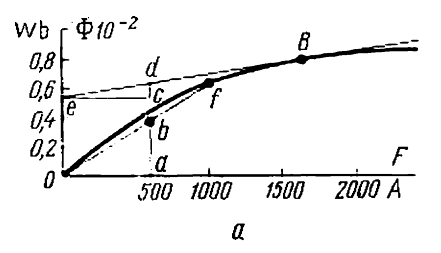
La caractéristique à vide $E=f(I_{exc})$ est obtenue de la courbe d'aimantation en faisant varier l'échelle suivant les axes de coordonnées $\left(E=k\omega\Phi;\ I_{exc}=\frac{F}{\omega_{exc}}\right)$.

Pour une machine non saturée :

$$E=k\omega\frac{ab}{Oa}w_{exc}I_{exc}.$$

Vu que

$$k=9,55\frac{p^2w_{ind}}{a\cdot60}=9,55\frac{2\cdot2\cdot155}{1\cdot60}=98,6,$$



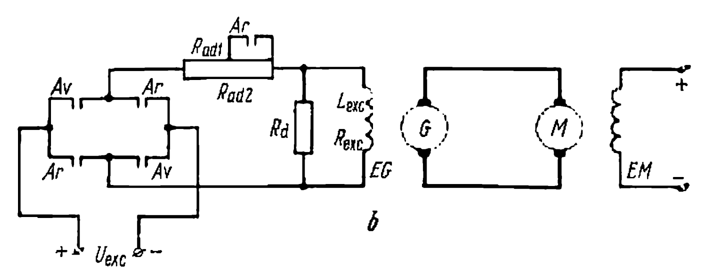


Fig. 5-53. Courbe d'aimantation (a) et schéma pour le calcul des régimes transitoires (b)

par conséquent,

$$E=98,6\cdot151,8\,\frac{0,38\cdot10^{-2}}{600}\,600I_{exc}=57I_{exc}.$$

Exemple 5-5. Sur la fig. 5-53,*b* est présentée l'une des variantes simples d'un schéma du groupe réversible G-M.

Les caractéristiques de la génératrice sont indiquées dans le tableau 5-7. Celles du moteur (du type П61) sont les suivantes : P_n = 6 kW ; U_n = 110 V ;

I_n = 66 A; ω_n = 104,8 rd/s (n_n = 1 000 tr/mn); J = 0,14 kgm²; la résistance d'induit $R_{ind.m}$ = 0,097 ohm.

La tension du réseau de courant continu U_{exc} = 110 V. Calculer et tracer les courbes des phénomènes transitoires $\omega = f(t)$ et $i_{ind} = \varphi(t)$ pour $C_s = 0$ pour trois régimes ($\Phi_m = \Phi_{m.n}$):

1. Démarrage du moteur jusqu'à la vitesse ω_{01} = 104,8 rd/s.
2. Renversement du sens de rotation du moteur pour le faire tourner de la vitesse ω_{01} = 104,8 rd/s à la vitesse ω_{02} = —52,4 rd/s.
3. Inversion du sens de rotation du moteur pour le ramener de la vitesse ω_{02} = —52,4 rd/s à la vitesse ω_{01} = 104,8 rd/s.

Solution. La résistance totale du circuit d'induits des machines:

$$R = R_{ind.g} + R_{ind.m} = 0{,}095 + 0{,}097 = 0{,}192 \text{ ohm}.$$

Le coefficient du moteur

$$c = \frac{110 - 66 \cdot 0{,}097}{104{,}8} = 0{,}993 \text{ V}\cdot\text{s/rd}.$$

La constante de temps électromécanique

$$T_M = \frac{0{,}14 \cdot 0{,}192}{0{,}993^2} = 0{,}027 \text{ s}.$$

La force électromotrice de la génératrice lorsque le moteur tourne à la vitesse ω_{01} = 104,8 rd/s est:

$$E_{g1} = c\omega_{01} = 0{,}993 \cdot 104{,}8 = 104 \text{ V}.$$

Le courant d'excitation de la génératrice

$$i_{exc1} = \frac{104}{57} = 1{,}82 \text{ A}.$$

Pour ω_{02} = 52,8 rd/s, on a respectivement:

$$E_{g2} = 52 \text{ V et } i_{exc2} = 0{,}91 \text{ A}.$$

Le courant d'excitation permanent est déterminé par la formule:

$$I_{exc.p} = \frac{U_{exc}}{\frac{R_{exc}R_{ad}}{R_d} + R_{exc} + R_{ad}},$$

d'où

$$R_{ad} = \frac{U_{exc} - I_{exc.p}R_{exc}}{\left(\frac{R_{exc}}{R_d} + 1\right) I_{exc.p}}.$$

Nous admettons $R_d = 3R_{exc} = 3 \cdot 35 = 105$ ohms.

La résistance additionnelle pour un courant d'excitation i_{exc1} = 1,82 A sera:

$$R_{ad1} = \frac{110 - 1{,}82 \cdot 35}{\left(\frac{35}{105} + 1\right) 1{,}82} = \frac{46}{1{,}33 \cdot 1{,}82} = 19 \text{ ohms}.$$

Pour un courant d'excitation i_{exc2} = 0,91 A elle sera:

$$R_{ad2} = \frac{110 - 0{,}91 \cdot 35}{\left(\frac{35}{105} + 1\right) 0{,}91} = \frac{78{,}2}{1{,}33 \cdot 0{,}91} = 64{,}6 \text{ ohms}.$$

La constante de temps du circuit d'excitation peut être trouvée par la formule :

$$T_{exc}=\frac{L_{exc}(R_d+R_{ad})}{R_{ad}(R_d+R_{exc})+R_dR_{exc}}.$$

1. Démarrage jusqu'à la vitesse $\omega_{01}=104,8$ rd/s. Le phénomène transitoire est exprimé par les équations (5-118) et (5-119) dans lesquelles on a adopté $\alpha=1$. La constante de temps électromagnétique ($R_{ad}=R_{ad1}$)

$$T_{exc.\,d}=\frac{9,1\,(105+19)}{19\,(105+35)+105\cdot 35}=\frac{9,1\cdot 124}{6\,430}=0,176 \text{ s}.$$

Le courant de court-circuit

$$I_{cc1}=\frac{E_{g1}}{R}=\frac{104}{0,192}=542 \text{ A}.$$

Les formules de calcul avec les coefficients numériques :

$$\omega=\frac{104,8}{0,176-0,027}[0,176\,(1-e^{-t/0,176})-0,027\,(1-e^{-t/0,027})]=$$

$$=104,8-124e^{-t/0,176}+19e^{-t/0,027};$$

$$i=\frac{542\cdot 0,027}{0,176\cdot 0,027}(e^{-t/0,176}-e^{-t/0,027})=98,3\,(e^{-t/0,176}-e^{-t/0,027}).$$

Les résultats des calculs sont indiqués dans le tableau 5-8.

Tableau 5-8

t, s	0	0,02	0,04	0,057	0,1	0,2	0,4	0,8
ω, rd/s	0	2,5	7,2	15,3	37,5	54	82	103,6
n, tr/mn	0	24	68	146	358	515	783	988
i, A	0	40	59,5	60,8	51,5	32,6	9,8	1,0

2. Renversement du sens de marche avec passage de la vitesse $\omega_{01}=$ $=104,8$ rd/s à la vitesse $\omega_{02}=-52,4$ rd/s. Pour calculer le processus transitoire de changement de sens de marche on peut utiliser les équations (5-137) et (5-140), dans lesquelles il faut adopter respectivement :

$$\alpha\omega_0=\omega_{0\,fin};\quad (1+\alpha)\,\omega_0=\omega_{0\,init}+\omega_{0\,fin};$$

$$I_{cc}\,(1+\alpha)=\frac{E_{g.\,init}+E_{g.\,fin}}{R}.$$

La constante de temps électromagnétique ($R_{ad}=R_{ad2}$)

$$T_{exc.\,renv}=\frac{9,1\,(105+64,6)}{64,6\,(105+35)+105\cdot 35}=\frac{9,1\cdot 169,6}{12\,720}=0,121 \text{ s}.$$

Les formules de calcul avec coefficients numériques sont :

$$\omega=-52,4+\frac{104,8+52,4}{0,121-0,027}(0,121e^{-t/0,121})-0,027e^{-t/0,027})=$$

$$=-52,4+202e^{-t/0,121}-44,8e^{-t/0,027};$$

$$i=\frac{(104+52)\cdot 0,027}{0,192\,(0,121-0,027)}(e^{-t/0,027}-e^{-t/0,12})=228\,(e^{-t/0,027}-e^{-t/0,121}).$$

Les résultats des calculs sont indiqués dans le tableau 5-9.

Tableau 5-9

t, s	0	0,02	0,048	0,08	0,12	0,16	0,24	0,4	0,8
ω, rd/s	104,8	96	75	45	21,5	2,8	−25	−45	−52
n, tr/mn	1 000	916	716	430	205	26,8	−239	−430	−496
i, A	0	−103	−115	−102	−81,5	−62	−30,8	−8,4	−0,23

3. Inversion du sens de rotation avec passage de la vitesse $\omega_{02} = -52,4$ rd/s à la vitesse $\omega_{01} = 104,8$ rd/s.

La constante de temps électromagnétique est $T_{\text{exc. renv}} = T_{\text{exc. d}} = 0,176$ s. Les formules de calcul avec coefficients numériques

$$\omega = 104,8 - \frac{52,4+104,8}{0,176-0,027}\,(0,176e^{-t/0,176} - 0,027e^{-t/0,027}) - $$

$$= 104,8 - 186e^{-t/0,176} + 28,8e^{-t/0,027};$$

$$i = -\frac{(104+52)\cdot 0,027}{0,192\,(0,176-0,027)}\cdot(e^{-t/0,027} - e^{-t/0,176}) =$$

$$= -147\,(e^{-t/0,027} - e^{-t/0,176}).$$

Les résultats des calculs sont indiqués dans le tableau 5-10.

4

Tableau 5-10

t, s	0	0,02	0,04	0,057	0,12	0,16	0,24	0,4	0,8
ω, rd/s	−52,4	−49	−40,8	−29,5	2,9	28,8	58,8	85,8	102,8
n, tr/mn	−500	−468	−390	−282	27,7	275	562	820	980
i, A	0	59,8	87,5	91	69,5	59,5	36,2	14,7	1,48

Sur la fig. 5-54 ont été tracées les courbes $\omega = f(t)$ et $i = \varphi(t)$ d'après les tableaux 5-8, 5-9 et 5-10.

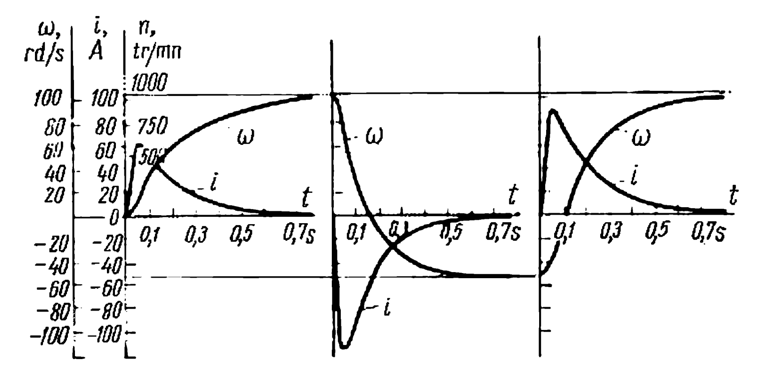


Fig. 5-54. Courbes $\omega = f(t)$ et $i = \varphi(t)$ lors du démarrage et de l'inversion du sens de rotation

5-18. Régimes transitoires dans les installations de commande à moteurs asynchrones triphasés

Lors de l'analyse des régimes transitoires dans les systèmes de commande à moteurs asynchrones nous négligerons, en première approximation, les phénomènes électromagnétiques car ils ont lieu beaucoup plus rapidement que les phénomènes mécaniques.

Le démarrage des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit de petite ou moyenne puissance est généralement réalisé à pleine tension.

Parfois, pour limiter le courant ou le couple on fait démarrer les moteurs à rotor en court-circuit sous tension réduite à l'aide d'une résistance additionnelle ou d'une réactance insérée dans le circuit statorique.

Le démarrage des moteurs à bagues est réalisé à l'aide d'un rhéostat de démarrage R_d inséré dans le circuit rotorique du moteur (fig. 5-55). Le nombre d'échelons de démarrage du rhéostat et la valeur de leurs résistances sont déterminés par les conditions de démarrage du moteur.

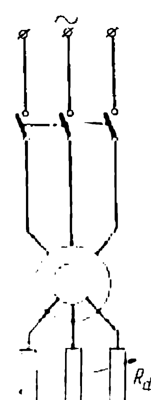


Fig. 5-55. Schéma de principe de démarrage d'un moteur asynchrone

Si pour simplifier les choses on admet que le moteur est mis en vitesse à vide ($C_s = 0$) en un seul temps et si l'on tient compte du fait que le couple développé par le moteur est

$$C = \frac{2C_c}{\frac{g_c}{g} + \frac{g}{g_c}},$$

l'équation du mouvement de l'installation de commande peut s'écrire comme suit :

$$\frac{2C_c}{\frac{g_c}{g} + \frac{g}{g_c}} = J\frac{d\omega}{dt}. \qquad (5\text{-}144)$$

On sait que $\omega = \omega_0 (1 - g)$ et, par conséquent,

$$\frac{d\omega}{dt} = -\omega_0 \frac{dg}{dt},$$

d'où

$$\frac{2C_c}{\frac{g_c}{g} + \frac{g}{g_c}} = -J\omega_0 \frac{dg}{dt}$$

Après division des variables

$$dt = -\frac{J\omega_0}{2C_c}\left(\frac{g_c}{g} + \frac{g}{g_c}\right) dg$$

ou

$$dt = -\frac{T_M}{2}\left(\frac{g_c}{g} + \frac{g}{g_c}\right) dg, \tag{5-145}$$

où $T_M = \frac{J\omega_0}{C_c}$, la constante de temps électromécanique.

Pour ce cas la constante de temps électromécanique est le temps au bout duquel le groupe de commande à moment d'inertie J aurait passé sans charge de l'état immobile à la vitesse de synchronisme ω_0 sous l'action d'un couple égal au couple maximal C_c.

De la formule (5-145) on obtient le temps de démarrage du moteur

$$t_{d0} = \frac{T_M}{2} \int_{g_{fin}}^{g_{init}} \left(\frac{g_c}{g} + \frac{g}{g_c}\right) dg. \tag{5-146}$$

Lors du démarrage du moteur de l'état immobile ($g_{init} = 1$)

$$t_{d0} = \frac{T_M}{2}\left(\frac{1-g^2}{2g_c} + g_c \ln\frac{1}{g}\right). \tag{5-147}$$

En admettant $g = 0$, on a $t_d = \infty$. Pratiquement on peut admettre le démarrage comme achevé lorsque la valeur du glissement diffère de sa valeur permanente de 0,05 au maximum. Le temps de démarrage à vide est alors :

$$t_{d0} = \frac{T_M}{2}\left(\frac{1-0{,}05^2}{2g_c} + g_c \ln\frac{1}{0{,}05}\right).$$

En négligeant dans le premier terme la valeur de $0{,}05^2$ (par rapport à l'unité), on obtient en valeurs relatives :

$$\frac{t_{d0}}{T_M} = \frac{1}{4g_c} + 1{,}5g_c. \tag{5-148}$$

Par conséquent, la valeur relative du temps de démarrage dépend de la valeur de g_c (fig. 5-56) qui est proportionnelle à la résistance du circuit rotorique

En se servant de la formule (5-148) on peut établir que la durée de démarrage a une valeur minimale

$$\left(\frac{t_{d0}}{T_M}\right)_{min} = 1{,}22$$

pour $g_c = 0{,}407$ (fig. 5-57).

La durée minimale de démarrage, toutes les autres conditions restant inchangées, est déterminée par la valeur efficace maximale du couple moteur durant la période de démarrage. Cette valeur du couple efficace correspond évidemment à l'aire maximale limitée par la courbe $C = f(g)$ (fig. 5-58).

La durée de démarrage à vide ($C_s = 0$) peut être également déterminée par la valeur du couple efficace d'après une formule analo-

gue à (5-28):

$$t_{d0} = \frac{J\omega_0}{C_{ef.\,d}}.$$

D'où la valeur du couple efficace lors du démarrage

$$C_{ef.\,d} = \frac{J\omega_0}{t_{d0}}.$$

Si on introduit dans cette formule la valeur de t_{d0} tirée de (5-148), après transformations on obtient:

$$C_{ef.\,d} = \frac{C_c g_c}{0{,}25 + 1{,}5 g_c^2}. \qquad (5\text{-}149)$$

Le couple efficace lors du démarrage a sa valeur maximale pour $g_c = 0{,}407$ et est égal à $C_{ef.\,d.\,max} = 0{,}81\ C_c$. Sur la fig. 5-58 la courbe *2* correspond à ce cas. La valeur maximale du couple efficace $C_{ef.\,d.\,max}$ (fig. 5-57) correspond à la durée minimale de démarrage du moteur.

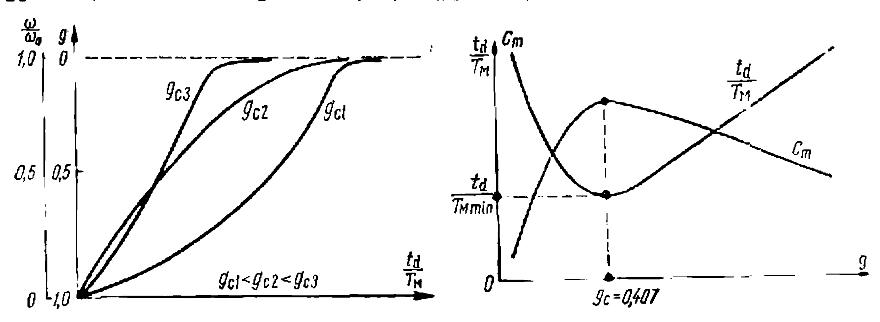


Fig. 5-56. Courbes $g = f\,(t_d/T_M)$ lors du démarrage d'un moteur asynchrone pour différentes valeurs de g_c

Fig. 5-57. Courbes de C_m et de t_d/T_M en fonction de g_c

Le démarrage échelonné de moteurs à deux ou plusieurs vitesses s'effectue d'abord par connexion au réseau des enroulements statoriques du moteur de façon à obtenir un nombre maximal de pôles. Puis, quand le moteur a atteint la vitesse permanente répondant à cette polarité, on connecte les enroulements statoriques de façon à diminuer le nombre de pôles, le moteur reprend alors de la vitesse qui monte jusqu'à une valeur plus grande.

Sur la fig. 5-59 sont données les caractéristiques mécaniques d'un moteur asynchrone à deux vitesses illustrant le processus de démarrage à deux temps. Au début, le moteur de caractéristique correspondant au nombre de pôles $2p$ est accéléré jusqu'à la vitesse ω_1 pour un couple résistant C_s, puis on le commute sur un nombre de pôles p et avec un couple initial C_1, le moteur est alors mis en vitesse jusqu'à la valeur ω_2.

La courbe de variation de vitesse dans le temps pour $C_s = 0$ peut être tracée sur la base de la formule (5-147) en supposant que pour le premier temps le glissement varie de 1 à 0,05, $T_M = T_{M1} = J\omega_{01}/C_{c1}$, $g_c = g_{c1}$. Le calcul de la courbe de vitesse pour le second temps se fait en utilisant la même formule, toutefois le glissement initial sera égal à 0,5 et le glissement final à 0,05; en outre, $T_M = T_{M2} = J\omega_{02}/C_{c2}$ et $g_c = g_{c2}$.

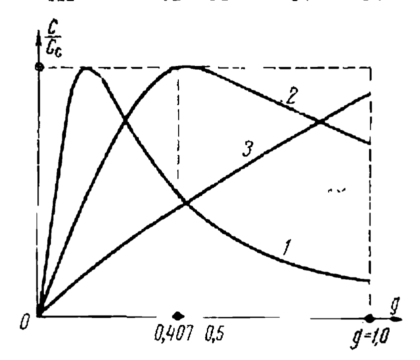


Fig. 5-58. Courbe $C/C_c = f(g)$ pour différentes valeurs de g_c

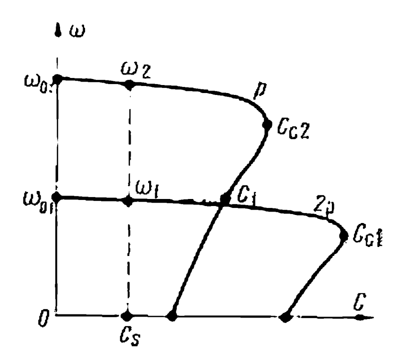


Fig. 5-59. Caractéristiques du moteur à deux vitesses lors du démarrage en deux temps

La durée totale de la mise en marche est la somme des deux temps de démarrage. Dans le cas étudié, la durée du démarrage échelonné est inférieure à celle du démarrage direct jusqu'à la même vitesse maximale. Le tracé de la courbe de vitesse en fonction du temps pour un moteur à un plus grand nombre de vitesses s'effectue de façon analogue.

Le freinage à contre-courant et le renversement du sens de rotation d'un moteur asynchrone sont réalisés en invertissant deux phases du stator (fig. 5-60). Les caractéristiques $\omega = f(C)$ qui illustrent le passage du régime moteur au régime de branchement à contre-courant sont indiquées sur la fig. 5-61.

La courbe *1* correspond au freinage lorsque le rotor est court-circuité et les courbes *2* et *3* correspondent au freinage lorsque dans le circuit rotorique est insérée une résistance $R_{r2} < R_{r3}$.

Lorsqu'on admet $C_s = 0$ et $g = \frac{\omega_0 + \omega}{\omega_0}$, l'équation de mouvement du groupe prend la forme:

$$-\frac{2C_c}{\frac{g_c}{g} + \frac{g}{g_c}} = J\omega_0 \frac{dg}{dt}.$$

Après transformations on peut obtenir pour la durée de freinage sous sa forme générale la même expression que dans la formule (5-146).

Vu que le freinage a lieu dans des limites de glissements comprises entre $g_{\text{init}} = 2$ et $g_{\text{fin}} = 1$, on obtient :

$$t_{f0} = T_M \left(0{,}345 g_c + \frac{0{,}75}{g_c}\right). \tag{5-150}$$

Comme le démarrage, la durée de freinage à contre-courant présente une valeur minimale

$$\left(\frac{t_{f0}}{T_M}\right)_{\min} = 1{,}027 \text{ pour } g_c = 1{,}47.$$

La fig. 5-61 montre que la caractéristique *3* correspond au cas où $g_c = 1{,}47$ et la valeur efficace du couple de freinage est maximale.

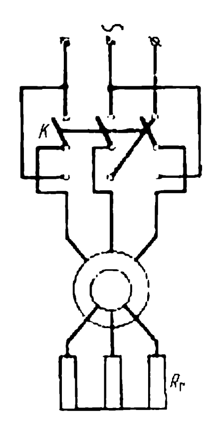


Fig. 5-60. Schéma de principe de l'inversion du sens de rotation d'un moteur asynchrone

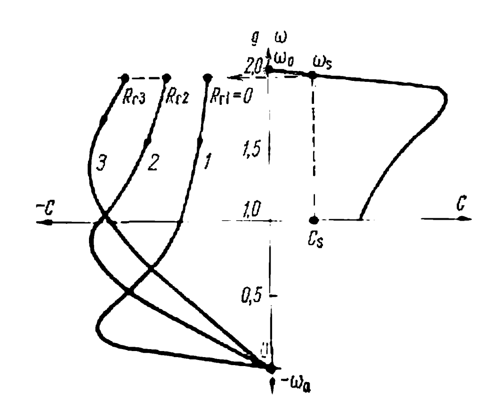


Fig. 5-61. Caractéristiques $\omega = f(C)$ lors du passage du régime moteur au régime de branchement à contre-courant

De façon analogue on peut aussi trouver la valeur efficace du couple lors du freinage à contre-courant :

$$C_{\text{ef. f}} = \frac{C_c g_c}{0{,}75 + 0{,}345 g_c^2}. \tag{5-151}$$

Le couple efficace lors du freinage a sa valeur maximale pour $g_c = 1{,}47$ et est égal à $C_{\text{ef. f. max}} = 0{,}98 C_c$.

Connaissant la valeur du couple efficace lors du démarrage ou du freinage à contre-courant, on peut, lorsque le couple résistant C_s est constant, trouver la durée de démarrage ou de freinage en charge :

$$t_{d\,(f)} = \frac{J\omega}{C_{\text{ef. d (f)}} \mp C_s}. \tag{5-152}$$

Dans la formule (5-152) le signe (—) est relatif au régime de démarrage du moteur et le signe (+) au régime de freinage. On peut considérer la durée de renversement de marche comme la somme des

durées de freinage à contre-courant et de mise en vitesse en sens inverse.

Le *freinage rhéostatique* (*dynamique*), comme nous avons indiqué plus haut, est réalisé le plus souvent lorsqu'on fait commuter en marche l'enroulement statorique depuis une source de courant alternatif sur une source de courant continu (fig. 5-62).

On obtient les caractéristiques correspondantes de freinage rhéostatique en insérant une résistance R_f dans le circuit rotorique (fig. 5-63). La caracteristique *1* est relative au cas où $R_f = 0$.

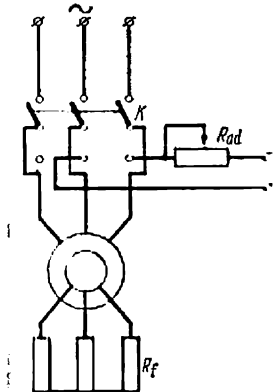


Fig. 5-62. Schéma de principe de freinage rhéostatique

Fig. 5-63. Caractéristiques d'un moteur $\omega = f(C)$ lors de la commutation pour passer du régime moteur au freinage rhéostatique

Pour limiter l'intensité du courant continu on insère une résistance additionnelle $R_{ad.f}$.

Si le freinage a lieu à vide, l'équation du mouvement sera:

$$-\frac{2C_{max}}{\frac{g_{max}}{g}+\frac{g}{g_{max}}}=J\frac{d\omega}{dt}. \qquad (5\text{-}153)$$

Après transformations et vu que $g=\frac{\omega}{\omega_0}$, on obtient la durée du freinage

$$t_{f.r}=\frac{T_M}{2}\left(g_{max}\ln g+\frac{g^2}{2g_{max}}\right)\Bigg|_{g_{fin}}^{g_{init}}. \qquad (5\text{-}154)$$

Lorsque $g_{init}=1{,}0$ et $g_{fin}=0{,}05$, la formule (5-154) s'écrit

$$t_{f.r}=T_M\left(1{,}5g_{max}+\frac{1}{4g_{max}}\right), \qquad (5\text{-}155)$$

où $T_M=\frac{J\omega_0}{C_{max}}$ est la constante de temps électromécanique lors du freinage rhéostatique.

La formule (5-155) étant analogue à la formule (5-148) pour la durée de démarrage d'un moteur asynchrone à vide, on peut trouver la valeur du couple efficace du moteur lors du freinage rhéostatique par une formule analogue à (5-149).

Il est évident que la durée de freinage minimale comme lors du démarrage correspond à $g_{max} = 0{,}407$.

Le *freinage par récupération* du moteur asynchrone n'est possible que si sa vitesse de rotation est supérieure à la vitesse du synchronisme. Comme il a été montré plus haut, ce mode de freinage peut être

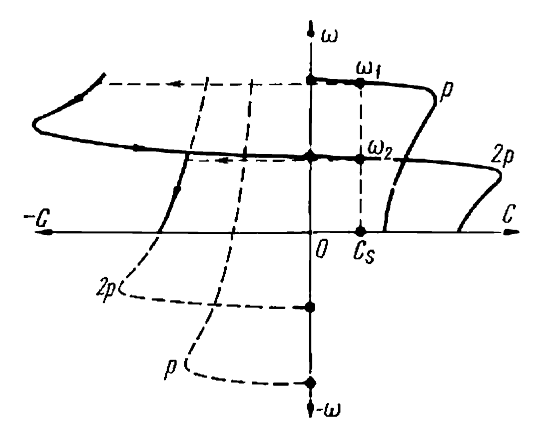


Fig. 5-64. Caractéristiques du moteur à deux vitesses lors du freinage en deux temps

réalisé, par exemple, au cas de contrôle du moteur à deux ou plusieurs vitesses par commutation des enroulements statoriques du moteur en marche de façon à multiplier le nombre de pôles. Ayant établi la caractéristique mécanique du moteur fonctionnant en générateur puis déduit le couple maximal et le glissement critique, calculé la constante de temps électromécanique pour le cas étudié et fixé les limites de variation du glissement, on peut comme précédemment construire la courbe de variation de vitesse en fonction du temps et retrouver la durée du freinage.

Le freinage du moteur à deux ou plusieurs vitesses peut s'effectuer en plusieurs temps: d'abord par récupération, puis à contre-courant (ou par freinage rhéostatique).

La fig. 5-64 fournit une illustration du processus de freinage en deux temps d'un moteur à deux vitesses.

Si on néglige le temps de commutation des dispositifs de commande, la durée du freinage en deux (ou plusieurs) temps est de beaucoup inférieure à celle du freinage en un temps grâce à l'augmentation du couple de freinage efficace.

Dans le cas d'un moteur à quatre vitesses, le freinage par récupération peut s'effectuer en trois temps, le freinage du dernier (quatrième) échelon étant à contre-courant avec une polarité maximale du bobinage statorique. Un freinage souple par récupération est généralement réalisé sur des moteurs asynchrones dont la vitesse est réglée par variation de fréquence au cas où le convertisseur de fréquence a une conductibilité bilatérale.

5-19. Régimes électromagnétiques transitoires dans les systèmes de commande à moteurs asynchrones

L'analyse des processus transitoires dans les systèmes de commande à moteur asynchrone a été réalisée jusqu'à présent en se servant des caractéristiques statiques. On supposait qu'à chaque valeur de la vitesse de rotation correspondait une intensité de courant bien déterminée définie par les paramètres des bobinages, la grandeur et la fréquence de la tension appliquée aux bornes du moteur. Il en découlait qu'au moment du branchement du moteur sur le réseau, ses bobinages étaient instantanément parcourus par des courants déclenchant aussitôt un couple électromagnétique; ces grandeurs peuvent être calculées d'après les formules établies pour le schéma équivalent du moteur asynchrone. Cette approche de l'analyse des régimes transitoires est simpliste car elle néglige les processus transitoires électromagnétiques.

La machine asynchrone est un système complexe de circuits statoriques et rotoriques couplés magnétiquement entre eux (bobinages de phases), l'inductance mutuelle des paires distinctes de circuits variant avec la rotation du rotor. Lorsque cet ensemble complexe est branché sur le réseau alternatif, dans ses circuits apparaissent des courants transitoires qui peuvent différer essentiellement de leurs valeurs permanentes. Notons ici que chaque point de la caractéristique mécanique du moteur asynchrone (courbe s sur la fig. 5-65) répond aux valeurs permanentes de courant dans les enroulements statoriques et rotoriques pour la vitesse de rotation donnée.

Si maintenant sur la base de la caractéristique mécanique statique du moteur on se représente le processus de démarrage, le graphique de variation de la vitesse et du couple dans le temps sera analogue à celui donné sur la fig. 5-66,*a*. Toutefois, ces courbes ne répondront pas à la dynamique réelle des variables dans le régime transitoire car pour la vitesse de rotation donnée les courants transitoires diffèrent des valeurs permanentes correspondantes. Aussi le couple électromagnétique du moteur en régime transitoire différera-t-il de sa valeur permanente définie sur la courbe s pour la vitesse donnée.

La fig. 5-66,*b* montre les graphiques de variation du couple et de la vitesse du moteur au démarrage tenant compte des processus électromagnétiques transitoires. Si l'on établit, au moyen des gra-

phiques de la fig. 5-66,*b*, la fonction $\omega = f(C)$, elle se présentera sur la fig. 5-65 sous forme de la courbe *d* dite caractéristique mécanique dynamique. Chaque point de cette caractéristique correspond à un certain instant du processus transitoire. Ainsi, par exemple, le point *O* de la caractéristique mécanique dynamique de démarrage répond à l'instant origine du processus transitoire, le point *A* sur la fig. 5-65 à l'instant t_A sur la fig. 5-66,*b* et le point ω_0 à l'achèvement du processus transitoire sur la fig. 5-66,*b*, ce temps étant théoriquement infini.

Contrairement à la caractéristique mécanique statique, la caractéristique dynamique est déterminée non seulement par les paramètres des bobinages du moteur mais aussi par ceux de l'ensemble de

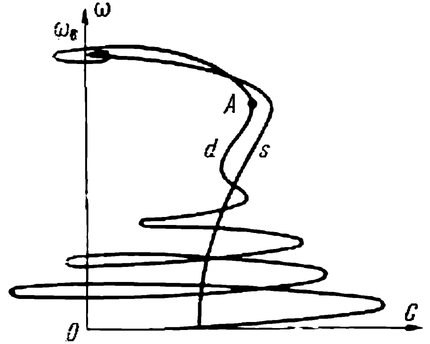


Fig. 5-65. Caractéristiques mécaniques, statique et dynamique, du moteur asynchrone

Fig. 5-66. Courbes de couple et de vitesse du moteur asynchrone au démarrage :

a — sans tenir compte des processus électromagnétiques transitoires ; *b* — avec intervention de processus électromagnétiques transitoires

commande (moment d'inertie, couple statique) et la nature du processus transitoire (démarrage, inversion, etc.). La modification de ces derniers entraîne celle du caractère des courants transitoires et par conséquent des couples transitoires, ce qui détermine le changement de la caractéristique mécanique dynamique.

Donc, pour une tension du réseau et paramètres des bobinages bien déterminés, le moteur a une seule caractéristique statique et plusieurs caractéristiques mécaniques dynamiques.

En considérant les parties initiales des graphiques de couple électromagnétique sur la fig. 5-66,*a* et *b*, on remarque que la valeur maximale du couple transitoire est très supérieure (de plusieurs fois) au couple de démarrage. Ceci est dû au fait que les valeurs maximales des courants transitoires peuvent de beaucoup dépasser le pic des courants au démarrage du moteur. Les champs produits par les

courants libres peuvent soit renforcer, soit affaiblir le champ principal déterminé par les courants entretenus, ou permanents; ces champs provoquent le renforcement ou l'affaiblissement du couple électromagnétique transitoire. Parfois, la valeur du couple peut même passer à la négative (fig. 5-66,*b*) dans la phase initiale du processus transitoire. Comme le montre la fig. 5-66,*b* la variation du couple électromagnétique du moteur asynchrone tend à s'amortir et est marquée par des fortes amplitudes dans la phase initiale du processus transitoire.

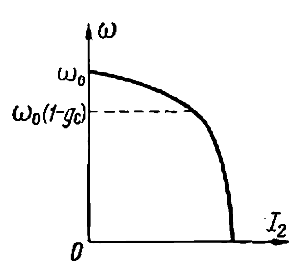


Fig. 5-67. Caractéristique statique $\omega = f(I_2)$

Une étude détaillée des processus électromagnétiques transitoires au démarrage sous pleine tension montre que dans la pratique ceux-ci sont complètement amortis avant que le moteur n'atteigne la vitesse répondant au glissement critique sur la caractéristique mécanique statique. Avec l'accroissement ultérieur de la vitesse, les processus électromagnétiques transitoires évoluent de la façon suivante. A un glissement inférieur à sa valeur critique, le courant dans l'enroulement rotorique déterminé par la caractéristique statique (fig. 5-67) varie brusquement avec la variation de la vitesse. Mais l'effet d'inductance des enroulements du moteur interdit au courant rotorique de varier à l'allure de la fonction $\omega = f(I_2)$ (fig. 5-67). Il est évident que le retard de la variation des courants par rapport à celle de la vitesse sera d'autant plus grand que la partie de travail de la caractéristique mécanique statique est plus rigide et le moment d'inertie du rotor est moins grand. L'action simultanée de ces facteurs peut déterminer à la vitesse de synchronisme de la machine des courants non nuls dans le rotor, le couple moteur ne s'annule donc pas et le rotor est accéléré jusqu'à une vitesse supérieure à la valeur de synchronisme. Par la suite, les courants rotoriques diminuent, le couple faiblit et, par conséquent, la vitesse du moteur décroît, etc. C'est pourquoi dans la phase finale du processus transitoire les variations de la vitesse et du couple du moteur ont le caractère d'oscillations amorties. L'amplitude de ces oscillations est d'autant plus faible et leur amortissement plus rapide que la partie de travail de la caractéristique mécanique statique est moins rigide et le moment d'inertie du rotor plus grand. En pratique, les oscillations de vitesse et de couple moteur au bout du processus transitoire ne sont pas toujours constatées.

En résumé, l'analyse au démarrage des processus électromagnétiques transitoires du moteur asynchrone montre qu'au début le couple est déterminé par des courants transitoires conditionnés essentiellement par les opérations de commutation, quant à la phase finale

du processus transitoire la fonction $C(t)$ y est déterminée par le rapport de l'inertie mécanique du rotor (moment d'inertie du rotor) à l'inertie électromagnétique liée à l'inductance des enroulements de la machine asynchrone.

L'étude des processus électromagnétiques transitoires dans le moteur asynchrone présente un intérêt théorique et pratique car, comme nous l'avons vu plus haut, la négligeance de ces effets déforme la vraie nature des processus transitoires ayant lieu dans la commande électrique à moteur asynchrone. Des études ont montré que la valeur maximale du couple transitoire peut de beaucoup dépasser le couple nominal du moteur: de 2 à 4 fois au démarrage, de 8 à 15 fois à l'inversion; on doit en tenir compte au cours d'études de commandes électriques en exploitation.

5-20. Pertes d'énergie lors des régimes transitoires dans les installations de commande à moteurs asynchrones

Les pertes d'énergie dans les circuits du stator et du rotor lors du démarrage d'un moteur asynchrone sont déterminées par la formule *)

$$\Delta A_{\mathrm{d}} = \int_0^{t_{\mathrm{d}}} 3I_1^2 R_1\, dt + \int_0^{t_{\mathrm{d}}} 3I_2'^2 R_2'\, dt. \qquad (5\text{-}156)$$

Si on néglige l'influence du courant à vide, on a $I_1 = I_2'$ et on peut écrire la formule (5-156):

$$\Delta A_{\mathrm{d}} = \int_0^{t_{\mathrm{d}}} 3I_2'^2 (R_1 + R_2')\, dt. \qquad (5\text{-}157)$$

Lors du démarrage du moteur à vide ($C_s = 0$)

$$dt = -\frac{J\omega_0}{C}\, dg. \qquad (5\text{-}158)$$

De plus, les pertes de puissance dans le circuit rotorique peuvent être exprimées par la puissance de glissement:

$$3I_2'^2 R_2' = C\omega_0 g. \qquad (5\text{-}159)$$

En introduisant les expressions (5-158) et (5-159) dans la formule (5-157), on obtient après transformations:

$$\Delta A_{\mathrm{d}} = \int_{g_{\mathrm{fin}}}^{g_{\mathrm{init}}} J\omega_0^2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) g\, dg. \qquad (5\text{-}160)$$

*) Les pertes dans le fer et les pertes mécaniques ne sont pas prises en considération vu leurs valeurs relativement faibles.

Lorsque le moteur démarre ($g_{\text{init}}=1{,}0$) de l'état immobile en passant à la vitesse de synchronisme ($g_{\text{fin}}=0$), on a :

$$\Delta A_{\text{d}} = \frac{J\omega_0^2}{2}\left(1+\frac{R_1}{R_2'}\right), \text{ J.} \tag{5-161}$$

Dans l'expression (5-161) $\Delta A_{\text{d2}} = \frac{J\omega_0^2}{2}$ représente les pertes d'énergie dans le circuit rotorique égales à la réserve d'énergie cinétique et l'expression $\Delta A_{\text{d1}} = \frac{J\omega_0^2 R_1}{2R_2'}$, les pertes dans le stator du moteur lors du démarrage.

Les pertes d'énergie lors du freinage à contre-courant sont déterminées par la formule (5-160). Si l'on admet comme limites d'intégration $g_{\text{init}} = 2{,}0$ et $g_{\text{fin}} = 1{,}0$, on a :

$$\Delta A_{\text{f}} = 3\,\frac{J\omega_0^2}{2}\left(1+\frac{R_1}{R_2'}\right). \tag{5-162}$$

Les pertes dans le cuivre d'un moteur asynchrone lors du changement du sens de marche à vide :

$$\Delta A_{\text{renv}} = 4\,\frac{J\omega_0^2}{2}\left(1+\frac{R_1}{R_2'}\right). \tag{5-163}$$

Il résulte des formules indiquées que les pertes d'énergie dans le cuivre statorique aux régimes transitoires dépendent de la résistance du circuit rotorique.

La résistance ohmique du stator étant constante, les pertes dans le stator diminuent avec l'accroissement de la résistance ohmique du rotor.

Les pertes d'énergie dans le circuit rotorique du moteur lors du freinage rhéostatique sont déterminées par la réserve d'énergie cinétique au début du freinage, c'est-à-dire que

$$\Delta A_{\text{f. r2}} = \frac{J\omega_0^2}{2}. \tag{5-164}$$

Les pertes dans le stator lors du freinage dynamique sont

$$\Delta A_{\text{f. r1}} = 3I_{\text{éq}}^2 r_1 t_{\text{f}}. \tag{5-165}$$

5-21. Méthodes de diminution des pertes d'énergie dans les moteurs de commande aux régimes transitoires

Il résulte des formules indiquées plus haut que les pertes d'énergie durant les régimes transitoires peuvent être réduites par diminution du moment d'inertie du moteur de commande. A cette fin on remplace parfois un seul moteur par deux moteurs de puissance réduite de moitié. Une telle substitution diminue le diamètre des rotors des moteurs et malgré l'accroissement du poids total des moteurs leur moment d'inertie total diminue.

Il est également possible d'utiliser des moteurs spéciaux à rotor allongé qui trouvent emploi dans l'industrie métallurgique, l'industrie du travail du bois, etc. Les moteurs de ce type ont un diamètre plus petit que celui des moteurs ordinaires, ce qui réduit leur moment d'inertie.

Les pertes de démarrage peuvent être diminuées par variation échelonnée de la tension appliquée au moteur à courant continu pendant le démarrage comme cela se fait, par exemple, lors du branchement série-parallèle des moteurs ou dans le système génératrice-moteur, où la variation continue de la tension lors du démarrage peut être considérée approximativement comme une variation échelonnée à très grand nombre de paliers.

La fig. 5-68 donne un graphique approximatif des puissances dans le cas d'un branchement série-parallèle de deux moteurs. Pendant le temps t_1 les moteurs sont connectés en série et chacun d'eux reçoit la moitié de la tension du réseau.

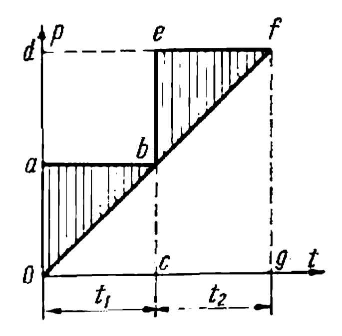


Fig. 5-68. Graphique approximatif des pertes lors du branchement série-parallèle des moteurs

Pour simplifier la construction du graphique nous admettrons que le démarrage a lieu à vide, le couple des moteurs étant constant.

Dans ce cas pour chacun des moteurs l'énergie de démarrage, au premier palier de tension, est déterminée par le rectangle *Oabc*. La puissance électrique prise au réseau lors de la marche à ce palier peut être considérée comme étant constante et proportionnelle à l'ordonnée *Oa*, tandis que la puissance mécanique varie suivant la droite *Ob*. L'aire hachurée du triangle *Oab* caractérise les pertes d'énergie durant le premier temps de démarrage.

Après avoir atteint la moitié de la vitesse qui est une vitesse permanente du premier temps, les moteurs sont commutés en parallèle et chacun d'eux reçoit une tension deux fois plus grande. La puissance électrique double et devient proportionnelle à l'ordonnée *ce*, tandis que la droite de puissance mécanique *bf* est la continuation de la droite *Ob* étant donné que l'accélération est constante (constance du couple des moteurs).

Les pertes d'énergie durant le deuxième temps de démarrage sont caractérisées par l'aire hachurée du triangle *bef* et les pertes totales durant le démarrage sont déterminées par la somme des aires des deux triangles identiques *Oab* et *bef*. Les pertes totales seront donc :

$$\frac{1}{2}\frac{J\omega_0^2}{2},$$

c'est-à-dire qu'elles seront deux fois moindres que dans le démarrage à un seul temps tandis que l'énergie transmise à l'arbre a la même valeur (aire Ofg) que lors du démarrage à un palier de tension, c'est-à-dire est égale à

$$\frac{J\omega_0^2}{2}.$$

La dépense totale d'énergie électrique pendant la durée de démarrage est:

$$A_{\text{él}}=\left(\frac{J\omega_0^2}{2}+\frac{1}{2}\frac{J\omega_0^2}{2}\right)=\frac{3}{4}J\omega_0^2. \qquad (5\text{-}166)$$

En comparant cette dernière égalité à l'équation (5-88) on voit que la dépense d'énergie lors du démarrage à deux temps est égale à 75 % de la dépense d'énergie lors du démarrage à un seul temps si le moteur atteint la même vitesse.

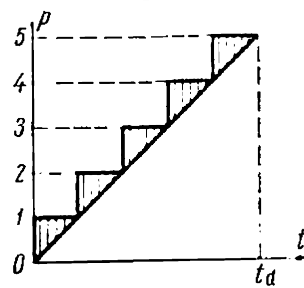


Fig. 5-69. Graphique approximatif des pertes lors de la variation échelonnée de la tension au démarrage du moteur

Un plus grand nombre d'échelons de démarrage est fourni par le système génératice-moteur utilisé pour régler progressivement la vitesse dans de larges limites. Le graphique approximatif des pertes au démarrage a dans ce cas la forme présentée sur la fig. 5-69. Lors de la variation échelonnée de la tension appliquée au moteur les pertes $\Delta A'_{\text{d}}$ seront inversement proportionnelles au nombre d'échelons de démarrage p:

$$\Delta A'_{\text{d}}=\Delta A_{\text{d}}\,\frac{1}{p} \qquad (5\text{-}167)$$

et la dépense d'énergie dans ce cas sera:

$$A'_{\text{él}}=A_{\text{él}}\,\frac{p+1}{2p}. \qquad (5\text{-}168)$$

La variation de tension à plusieurs échelons appliquée au moteur contribue à une sérieuse diminution des pertes au démarrage et à une diminution de la dépense d'énergie pendant le démarrage et le freinage du moteur.

On obtient aussi une diminution des pertes d'énergie au démarrage échelonné du moteur à deux ou à plusieurs vitesses. Par exemple, les pertes d'énergie dans le rotor au démarrage échelonné d'un moteur à deux vitesses sont déterminées de la même façon que lors de variation de la tension de deux fois à la mise en vitesse d'un moteur à courant continu, c'est-à-dire que:

$$\Delta A_{\text{d2}}=\frac{1}{2}\frac{J\omega_0^2}{2}.$$

Si lors de la commutation des pôles le rapport R_1/R_2' varie peu, les pertes totales dans le cuivre du moteur diminuent de deux fois.

La fig. 5-70,*a* montre le processus de variation de la vitesse et du courant du stator d'un moteur de 2,5 kW lors du démarrage et du passage de $n_{\text{init}} = 0$ à $n_{\text{fin}} \approx 3\,000$ tr/mn.

Le démarrage échelonné d'un moteur ($0 \to 1\,500 \to 3\,000$) est présenté par l'oscillogramme de la fig. 5-70,*b*.

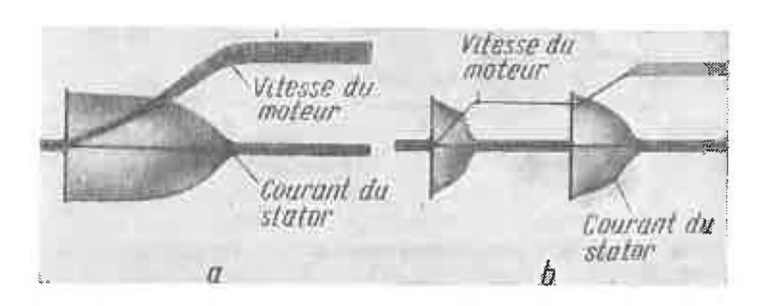


Fig. 5-70. Oscillogrammes du courant et de la vitesse lors du démarrage d'un moteur à rotor en court-circuit à deux vitesses

En comparant des oscillogrammes mentionnés on peut établir que le démarrage échelonné ($0 \to 1\,500 \to 3\,000$) est plus efficace que le démarrage direct ($0 \to 3\,000$).

La comparaison des oscillogrammes de la fig. 5-70 confirme les déductions concernant la diminution des pertes que nous avons faites précédemment relativement à un moteur à deux vitesses.

On obtient les pertes minimales dans les régimes transitoires des moteurs asynchrones de commande lors du réglage par variation de fréquence. Le démarrage par variation de fréquence présente des pertes d'énergie au démarrage du moteur de commande analogues à celles du système génératrice-moteur.

Enfin, comme nous l'avons noté, les pertes dans le stator d'un moteur asynchrone peuvent être diminuées par l'accroissement de la résistance du circuit rotorique.

Exemple 5-6. Calculer les pertes d'énergie dans les enroulements du moteur lors de démarrage à un et à deux temps avec $C_s = 0$ pour un moteur asynchrone à rotor en court-circuit à deux vitesses de 2,5 kW, les vitesses synchrones étant de 1 500/3 000 tr/mn. Le moment d'inertie du rotor est $J = 0{,}226$ kgm²; le rapport des résistances statorique et rotorique (réduite) est $\frac{R_1}{R_2'} \approx 1{,}6$.

Solution. Les première et deuxième vitesses angulaires synchrones sont respectivement :

$$\omega_{01} = \frac{3{,}14 \cdot 1\,500}{30} = 157 \text{ rd/s};$$

$$\omega_{02} = 2\omega_{01} = 314 \text{ rd/s}.$$

1. Les pertes totales jusqu'à ω_{02} lors de démarrage direct sont :

$$\Delta A_d = \frac{0,226\cdot 314^2}{2}(1+1,6) = 11,1\cdot 10^3\cdot 2,6 =$$

$$= 28,85\cdot 10^3 \text{ Ws} = 0,008 \text{ kWh}.$$

2. Pertes lors du démarrage échelonné :
a) du décollage à la vitesse ω_{01}

$$\Delta A_{d1} = \frac{0,226\cdot 157^2}{2}\, 2,6\, \frac{1}{3\,600\cdot 10^3} = 0,002 \text{ kWh};$$

b) de la vitesse ω_{01} à ω_{02}

$$\Delta A_{d2} = \frac{0,226\,(314-157)^2}{2}\, 2,6\, \frac{1}{3\,600\cdot 10^3} = 0,002 \text{ kWh}.$$

Les pertes totales lors du démarrage échelonné sont :

$$\Delta A_{d1-2} = 0,004 \text{ kWh} = \frac{\Delta A_d}{2}.$$

3. Pertes lors du freinage à contre-courant et de passage de la vitesse $\omega = \omega_{02}$ à $\omega = 0$ en un seul temps

$$\Delta A_f = \frac{0,226\cdot 314^2}{2}\, 3\cdot 2,6\, \frac{1}{3\,600\cdot 10^3} = 0,024 \text{ kWh}.$$

4. Pertes lors du freinage échelonné :
a) freinage en générateur et passage de la vitesse ω_{02} à ω_{01}

$$\Delta A_{f1} = \frac{0,226\cdot 157^2}{2}\, 2,6\, \frac{1}{3\,600\cdot 10^3} = 0,002 \text{ kWh};$$

b) freinage à contre-courant et passage de la vitesse ω_{01} à $\omega = 0$

$$\Delta A_{f2} = \frac{0,226\cdot 157^2}{2}\, 3\cdot 2,6\, \frac{1}{3\,600\cdot 10^3} = 0,006 \text{ kWh}.$$

Les pertes totales lors du freinage échelonné sont :

$$\Delta A_{f1-2} = 0,008 \text{ kWh}.$$

CHAPITRE VI

CHOIX DE LA PUISSANCE DES MOTEURS ET DIAGRAMMES DE CHARGE

6-1. Considérations générales sur le choix de la puissance des moteurs électriques

Le choix judicieux de la puissance des moteurs a une grande importance car il influe considérablement sur les frais d'investissement et les frais d'exploitation d'une usine. L'utilisation d'un moteur de puissance insuffisante peut perturber le fonctionnement du mécanisme entraîné, diminuer son rendement, provoquer des pannes et la mise prématurée hors service du moteur. D'autre part, l'utilisation de moteurs de puissance trop grande diminue les indices économiques de l'installation, la rend plus coûteuse et entraîne de grandes pertes d'énergie. Dans ce cas le coût du moteur de commande croît et les pertes d'énergie augmentent puisque le rendement du moteur diminue. Dans les installations à courant alternatif le facteur de puissance diminue et sa valeur influe directement sur la charge improductive des réseaux de distribution et des alternateurs des centrales qui fournissent l'énergie. L'importance de ce problème devient évidente quand on pense au très grand nombre de machines actionnées par des moteurs électriques.

On choisit la puissance d'un moteur électrique en partant de la nécessité d'assurer l'exécution d'un travail donné à un régime thermique normal et avec une surcharge mécanique admissible du moteur.

Le choix de la puissance des moteurs exige aussi le calcul de la charge du moteur non seulement en régime permanent mais aussi en régimes transitoires. A cette fin on trace généralement des *diagrammes de charge*, c'est-à-dire variation du couple moteur, de la puissance et du courant du moteur en fonction du temps, soit

$$C = f_1(t); \quad P = f_2(t) \quad \text{et} \quad i = f_3(t).$$

Dans chaque cas considéré le moteur choisi conformément au diagramme de charge donné doit être chargé à plein et fonctionner sans chauffer excessivement. Il doit aussi assurer le fonctionnement normal lors de surcharges temporaires possibles et posséder un couple de démarrage suffisant pour permettre la durée requise de démarrage du mécanisme entraîné.

Dans la plupart des cas le choix de la puissance d'un moteur se fait en fonction de l'échauffement et on vérifie ensuite sa capacité de surcharge comme nous l'indiquerons plus loin.

L'échauffement du moteur provient des pertes qui apparaissent lors de la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique. Les pertes d'énergie dans le fer et dans le cuivre ainsi que celles dues au frottement provoquent l'échauffement des différentes parties de la machine; un echauffement est communiqué alors aux différentes parties de la machine. Ces pertes peuvent être représentées sous leur forme générale par l'une des égalités suivantes:

$$\Delta P = P_1 - P_2 = P_1 (1 - \eta) = k + v_n x^2 = v_n (a + x^2), \qquad (6\text{-}1)$$

où P_1 et P_2 sont respectivement la puissance fournie au moteur et la puissance sur l'arbre; η, le rendement du moteur; k, les pertes dites constantes (les pertes dans le fer, dans les paliers et les pertes par ventilation) qui pratiquement ne dépendent pas de la charge; v_n, les pertes variables (pertes dans le cuivre) à charge nominale; $a = \frac{k}{v_n}$, le coefficient de pertes constantes; $x = \frac{P_2}{P_n}$; P_n, la puissance nominale du moteur.

Par suite du dégagement de chaleur lors de la charge du moteur la température de ce dernier croît graduellement et s'il ne trasmettait pas de la chaleur au milieu ambiant elle atteindrait une valeur infiniment grande. Mais la dissipation de la chaleur par la surface du moteur (évacuation de la chaleur) dans le milieu ambiant qui augmente avec l'élévation de la température du moteur limite l'échauffement de ce dernier et au bout d'un certain temps l'élévation de la température cesse. C'est ce qui se produit lorsque la quantité de chaleur transmise par le moteur au milieu ambiant par unité de temps devient égale à la quantité de chaleur dégagée dans le moteur. Un tel régime thermique pour lequel on atteint une température constante (température permanente) a lieu lorsque le moteur fonctionne en régime continu. Dans de nombreux cas on arrête le moteur avant d'atteindre la température permanente ou encore on réduit la charge et, par conséquent, il y a diminution des pertes et baisse de la température du moteur.

C'est pourquoi, lors du choix de la puissance d'un moteur en fonction des conditions d'échauffement, on distingue trois principaux types de services.

1. *Service continu.* Dans ce cas la période de travail est si grande que la température du moteur atteint sa valeur permanente. A titre d'exemple, indiquons les moteurs de ventilateurs, de pompes, de groupes convertisseurs, etc., où les périodes de travail sont mesurées en heures et même en jours. Le graphique simplifié de travail pour ce service est représenté à la fig. 6-1.

2. *Service temporaire.* Ce service est caractérisé par le fait que durant la période de travail la température du moteur n'arrive pas à atteindre sa valeur permanente et la pause est si grande que la température du moteur diminue jusqu'à celle du milieu ambiant.

Un tel service a lieu, par exemple, dans les commandes des plaques tournantes des ponts, des écluses, etc., où la période de repos dépasse considérablement celle de fonctionnement. Un graphique simplifié de la charge pour un tel service est indiqué sur la fig. 6-2.

3. *Service intermittent*. Pour ce cas et pour une quelconque période de travail, la température du moteur n'atteint pas sa valeur permanente et durant la période d'arrêt le moteur n'arrive pas à se refroidir jusqu'à la température du milieu ambiant. A titre d'exemple, on peut indiquer les ponts roulants, les ascenseurs, les installations de transport, certaines machines à travailler les métaux par enlèvement de matière, etc. Le graphique simplifié de la charge est indiqué sur la fig. 6-3.

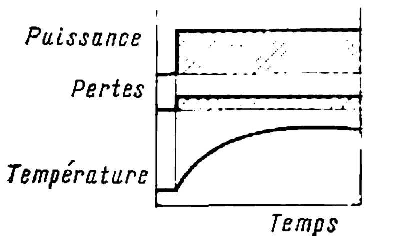


Fig. 6-1. Service continu

Fig. 6-2. Service temporaire

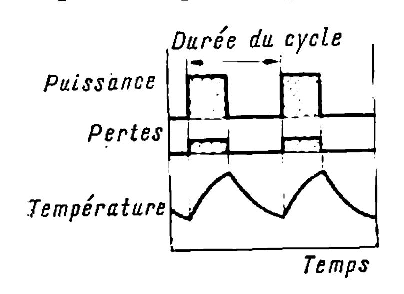


Fig. 6-3. Service intermittent

Le service intermittent est caractérisé par un facteur de marche qui est le rapport du temps de la période de travail à la durée du cycle (temps total des périodes de travail et d'arrêt) (voir § 6-5).

La méthode du choix de la puissance du moteur n'est pas la même pour les trois services indiqués puisque les conditions d'échauffement de machines sont différentes. La solution du problème est compliquée par le fait que les graphiques de la charge, tels qu'ils sont présentés sur les fig. 6-1 à 6-3, sont quasi inexistants. Généralement, les mécanismes fonctionnent avec une charge qui varie continûment comme cela a lieu, par exemple, dans les laminoirs, les raboteuses, les presses, les ponts roulants, etc. En partant de la théorie générale de l'échauffement des moteurs on arrive à obtenir une méthode satisfaisante de calcul de la puissance des moteurs dans différents cas pratiques.

L'échauffement admissible des moteurs est déterminé par la tenue à la chaleur des isolants utilisés. Des isolants présentant une

plus grande tenue à la chaleur permettent d'augmenter la puissance d'un moteur sans accroître ses dimensions. On peut obtenir une meilleure utilisation du moteur en adoptant un système de refroidissement plus perfectionné.

Les isolants utilisés dans les machines électriques se divisent en classes suivantes selon leur tenue à la chaleur.

Classe A. Elle comprend les tissus de coton, les filets, le papier et les matériaux fibreux en cellulose et en soie imprégnés ou plongés dans un matériau isolant liquide. Température maximale admissible 105 °C.

Classe E. Certaines pellicules synthétiques organiques ainsi que d'autres matériaux correspondent à cette classe. Température maximale admissible 120 °C.

Classe B. Matériaux en mica, amiante et fibres de verre comprenant des liants organiques. Température maximale admissible 130 °C.

Classe F. Mêmes matériaux utilisés en combinaison avec des liants synthétiques et des compositions d'imprégnation. Température maximale admissible 155 °C.

Classe H. Mêmes matériaux mais combinés avec des liants et des compositions d'imprégnation silicones. Température maximale admissible 180 °C.

Classe C. Mica, matériaux céramiques, verre, quartz utilisés sans liants ou avec liants non organiques. Température maximale admissible supérieure à 180 °C et limitée par les propriétés physiques, chimiques ou électriques du matériau.

Il est inadmissible de dépasser les températures indiquées car cela provoque la destruction de l'isolation et la réduction de la durée de service des moteurs.

Pour simplifier les calculs thermiques on adopte une température normalisée du milieu ambiant égale à + 40 °C. Par conséquent, la puissance d'un moteur indiquée sur la plaque signalétique correspond à une température du milieu ambiant de +40 °C. Lorsque la température du milieu ambiant est beaucoup plus basse, la charge du moteur peut dépasser un peu la puissance nominale et lorsqu'elle est plus élevée il faut diminuer la charge du moteur si l'on ne veut pas prendre des mesures spéciales pour assurer un refroidissement plus énergique du moteur.

La théorie de l'échauffement du moteur et la méthode pratique de choix de sa puissance suivant les conditions d'échauffement sont exposées ultérieurement d'après la classification des régimes thermiques de travail exposée plus haut.

La vérification du choix des moteurs pour assurer telle capacité de surcharge et tel couple de démarrage donnés doit se faire indépendamment des résultats du calcul thermique.

Le tableau 6-1 montre les valeurs des coefficients de surcharge instantanée des moteurs.

Tableau 6-1

Type du moteur	Coefficient de surcharge instantanée suivant couple
Moteurs à courant continu	2 (pour des types spéciaux 3 à 4)
Moteurs asynchrones à bagues	2 à 2,5
Moteurs asynchrones à rotor en court-circuit d'exécution normale	1,7 à 2,5
Moteurs à rotor en court-circuit à double cage ou à encoches profondes	1,7 à 2,6
Moteurs synchrones	2 à 2,5 (pour des types spéciaux 3 à 4)
Moteurs à courant alternatif à collecteur	2 à 2,5

La surcharge temporaire des moteurs à courant continu est déterminée par les conditions de commutation au collecteur et celle des moteurs asynchrones et synchrones par leur couple électromagnétique maximal.

6-2. Echauffement et refroidissement d'un moteur en service continu

Comme nous l'avons déjà indiqué, le degré d'utilisation d'un moteur et sa charge continue admissible sont déterminés par l'échauffement de son isolant. Les conditions d'échauffement de différentes parties d'une machine protégées par une isolation ne sont pas les mêmes. Les parties de l'enroulement qui se trouvent dans les zones intérieures de la machine s'échauffent plus.

Le dégagement de la chaleur à différents services n'est pas le même et pour cette raison le sens du flux de chaleur à l'intérieur de la machine ne reste pas constant. Le plus souvent, lors de la marche à vide, la chaleur est transmise du fer plus chaud aux enroulements moins chauds, tandis que lors de la marche en charge les enroulements sont généralement plus chauds que le fer, ce qui provoque un changement de sens du flux de chaleur. Cela rend les calculs thermiques très compliqués et le problème devient presque impossible à résoudre si l'on n'admet pas certaines simplifications.

Lors de l'étude des phénomènes thermiques qui se produisent dans un moteur électrique, on le considère généralement comme un corps homogène et on admet que la température du moteur est la même en tous les points de foyer de dégagement de chaleur et aux points de contact avec le milieu ambiant ; autrement dit, on admet que la conductibilité thermique du moteur est infiniment grande. De plus, on admet que la perte de chaleur dans le milieu ambiant est proportionnelle à la différence des températures de ce milieu et du moteur. Cela résulte du fait que la diffusion de la chaleur du mo-

teur est assurée surtout par conductibilité thermique proportionnelle à la différence des températures et par convexion pour laquelle la quantité de chaleur évacuée est proportionnelle à l'élévation de la température à la puissance 1,25. En ce qui concerne le rayonnement proportionnel à la quatrième puissance de la différence des températures son rôle est négligeable pour les températures des moteurs qu'on rencontre pratiquement.

Nous introduirons les désignations suivantes:

Q, quantité totale de chaleur dégagée par le moteur par unité de temps, J/s;

C, capacité calorifique du moteur, c'est-à-dire quantité de chaleur nécessaire pour élever la température du moteur de 1 °C, J/degré;

A, dégagement de chaleur du moteur, c'est-à-dire quantité de chaleur cédée par le moteur au milieu ambiant par unité de temps pour une différence des températures de 1 °C, J/s·degré;

τ, élévation de la température du moteur par rapport à la température du milieu ambiant, °C.

L'équation d'équilibre thermique du moteur à charge invariable a la forme suivante:

$$Q\,dt = A\tau\,dt + C\,d\tau, \text{ J.} \tag{6-2}$$

L'échauffement du moteur est caractérisé par l'accroissement de la température du moteur par rapport à la température du milieu ambiant en fonction du temps: $\tau = f(t)$. De l'équation (6-2) nous allons trouver cette relation.

Séparons d'abord les variables:

$$(Q - A\tau)\,dt = C\,d\tau,$$

d'où

$$dt = \frac{C\,d\tau}{Q - A\tau}. \tag{6-3}$$

Après intégration on obtient:

$$t = -\frac{C}{A}\ln(Q - A\tau) + K. \tag{6-4}$$

La constante d'intégration K est obtenue en partant des conditions initiales, à savoir que pour $t = 0$, en général, la différence entre la température du moteur et celle du milieu ambiant est nulle $\tau = \tau_0$:

$$K = \frac{C}{A}\ln(Q - A\tau_0).$$

Introduisons la valeur obtenue de K dans l'équation (6-4):

$$t = -\frac{C}{A}\left[\ln(Q - A\tau) - \ln(Q - A\tau_0)\right] = -\frac{C}{A}\ln\frac{Q - A\tau}{Q - A\tau_0}. \tag{6-5}$$

Résolvons l'équation (6-5) par rapport à τ:

$$-\frac{A}{C}\,t=\ln\frac{Q-A\tau}{Q-A\tau_0}$$

et

$$e^{-\frac{tA}{C}}=\frac{Q-A\tau}{Q-A\tau_0},$$

d'où

$$\tau=\frac{Q}{A}\left(1-e^{-\frac{tA}{C}}\right)+\tau_0 e^{-\frac{tA}{C}}. \qquad (6\text{-}6)$$

En désignant dans l'égalité (6-6) $\frac{C}{A}$ par T_c et $\frac{Q}{A}$ par τ_p on trouve la forme définitive de l'équation qui détermine la loi de variation

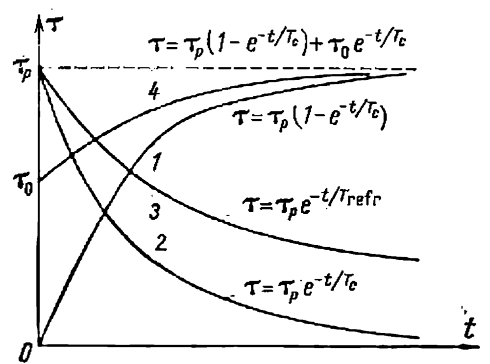


Fig. 6-4. Courbes d'échauffement et de refroidissement d'un moteur électrique

de la température du moteur par rapport à la température du milieu ambiant en fonction du temps:

$$\tau=\tau_p\left(1-e^{-t/T_c}\right)+\tau_0 e^{-t/T_c}. \qquad (6\text{-}7)$$

Si à l'instant initial $\tau_0=0$, l'équation de l'échauffement prend la forme suivante:

$$\tau=\tau_p\left(1-e^{-t/T_c}\right). \qquad (6\text{-}8)$$

D'après les équations (6-7) et (6-8) on a construit sur la fig. 6-4 respectivement les courbes *4* et *1*.

Le sens physique des grandeurs τ_p et T_c des dernières égalités devient évident par l'analyse des équations (6-6) et (6-7).

En effet, pour $t=\infty$

$$\tau=\frac{Q}{A}=\tau_p. \qquad (6\text{-}9)$$

Par conséquent, τ_p *est la valeur de l'élévation de la température permanente du moteur par rapport à la température du milieu ambiant* au bout d'un temps infiniment grand.

La grandeur constante qui fait partie de l'équation (6-7)

$$T_c = \frac{C}{A}, \text{ s} \tag{6-10}$$

est appelée *constante de temps d'échauffement* car elle caractérise la vitesse d'échauffement du moteur. On peut représenter la constante T_c comme étant le temps au bout duquel le moteur aurait atteint la température permanente τ_p si la chaleur n'était pas dégagée dans le milieu ambiant.

En effet, pour $A = 0$ l'équation (6-2) prendra la forme suivante:

$$Q\,dt = C\,d\tau. \tag{6-11}$$

En admettant l'échauffement du moteur dès la température du milieu ambiant, c'est-à-dire dès que $\tau_0 = 0$, on obtient après intégration de la formule (6-11):

$$t = \frac{C}{Q}\tau. \tag{6-12}$$

En introduisant dans l'équation (6-12) $\tau = \tau_p = \frac{Q}{A}$ on trouve le temps d'échauffement du moteur jusqu'à la température permanente:

$$t_p = \frac{C}{Q}\tau_p = \frac{C}{A} = T_c. \tag{6-13}$$

Dans les conditions réelles lorsque la chaleur est évacuée, la température du moteur pendant le temps T_c s'élèvera seulement jusqu'à la valeur de $\tau = 0{,}632\ \tau_p$. Cela découle de l'équation (6-8). Si l'on y admet que $t = T_c$, on a:

$$\tau = \tau_p(1 - e^{-1}) = 0{,}632\tau_p. \tag{6-14}$$

On se sert de cette relation pour déterminer la constante de temps d'échauffement lorsqu'on connaît la courbe d'échauffement du moteur obtenue expérimentalement. Dans ce cas on trouve sur la courbe $\tau = f(t)$ le point $\tau = 0{,}632\tau_p$ et on détermine la valeur de T_c par le segment de droite qui se trouve entre l'origine de coordonnées et la perpendiculaire abaissée du point indiqué sur l'axe des abscisses comme le montre la fig. 6-5.

La méthode graphique de détermination de T_c consiste en ceci: si l'on trace une tangente à l'exponentielle $\tau = f(t)$ jusqu'à son intersection avec l'asymptote, le segment qui se trouve entre le point d'intersection sur l'asymptote et la perpendiculaire passant par le point de contact est égal à la constante de temps d'échauffement. Ceci est facile à démontrer, par exemple, pour la tangente à la courbe

$\tau = f(t)$ au point O, comme indiqué sur la fig. 6-6, où le segment BC est égal à T_c. Prenons la dérivée première par rapport au temps de l'expression (6-8):

$$\frac{d\tau}{dt} = \frac{\tau_p}{T_c} e^{-t/T_c}.$$

Pour $t = 0$

$$\frac{d\tau}{dt} = \frac{\tau_p}{T_c} = \mathrm{tg}\,\alpha,$$

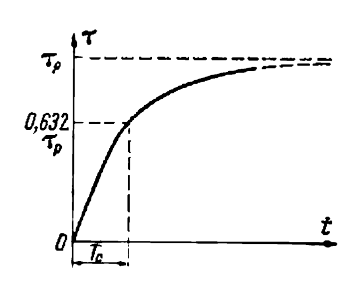


Fig. 6-5. Détermination de la constante de temps d'échauffement d'après le point $\tau = 0{,}632\tau_p$

Fig. 6-6. Détermination de la constante de temps d'échauffement par construction d'une tangente

d'où

$$T_c = \frac{\tau_p}{\mathrm{tg}\,\alpha}.$$

La fig. 6-6 montre que $\tau_p = AC$ et $\mathrm{tg}\,\alpha = \frac{AC}{OA}$. Mais $OA = BC$ et pour cette raison on a:

$$T_c = BC.$$

Il est à noter qu'on peut obtenir par le graphique indiqué la constante de temps d'échauffement lorsqu'on trace une tangente en un point quelconque de la courbe exponentielle; par exemple, en traçant la tangente au point F, on obtient le segment $DE = T_c$ (fig. 6-6).

Comme le montrent de nombreuses expériences la courbe d'échauffement réelle diffère de la courbe théorique. Au début du processus d'échauffement l'élévation réelle de la température du moteur a lieu plus rapidement que cela n'est prévu par la courbe théorique. Ce n'est que pour les températures comprises entre $\tau \approx (0{,}5$ à $0{,}6)\tau_p$ et $\tau = \tau_p$ que la courbe d'échauffement réelle se rapproche de la courbe exponentielle. La déviation de la courbe d'échauffement réelle de l'exponentielle théorique au début du phénomène rend la

détermination de la constante de temps d'échauffement en un point quelconque imprécise.

L'imprécision de cette méthode est illustrée par la courbe expérimentale d'échauffement d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit de 14 kW, $n_0 = 1500$ tr/mn, $T_c = 20$ mn (fig. 6-7).

La constante de temps d'échauffement obtenue par la méthode de la tangente passant par l'origine de la courbe expérimentale est $T_c = 8$ mn, tandis que sur la courbe exponentielle $T_c = 20$ mn.

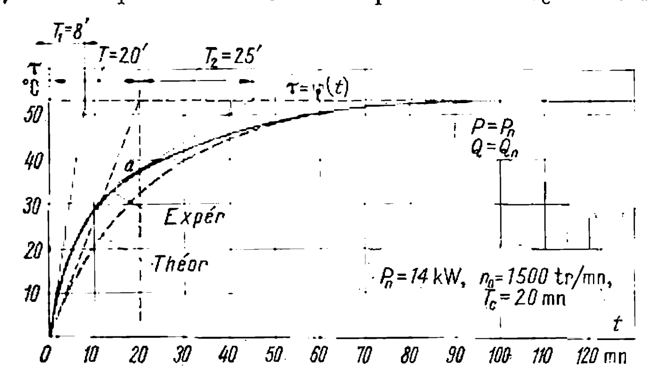


Fig. 6-7. Courbe expérimentale d'échauffement d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit

Au point *a* de la courbe expérimentale la constante de temps d'échauffement T_c est déjà égale à 25 mn, c'est-à-dire qu'elle diffère peu de la valeur théorique.

Pour cette raison, pour déterminer la constante de temps d'échauffement en régime continu on peut, par exemple, utiliser la valeur moyenne de T_c extraite des trois valeurs obtenues par la méthode de la tangente: au commencement du phénomène, pour $\tau_1 = 0{,}5\ \tau_p$ et $\tau_2 = (0{,}8 \text{ à } 0{,}9)\ \tau_p$.

La constante de temps d'échauffement est plus grande dans les moteurs fermés dont les dimensions, les autres conditions étant par ailleurs égales, sont plus grandes par suite des conditions plus mauvaises d'évacuation de la chaleur.

Jusqu'à présent nous avons examiné les processus d'échauffement des moteurs. Pour obtenir la relation $\tau = f(t)$ lorsque le moteur se refroidit et que sa température passe de τ_{1p} à τ_{2p} on peut se servir de l'expression (6-7) en y introduisant $\tau_p = \tau_{2p}$ et $\tau_0 = \tau_{1p}$. On obtient alors:

$$\tau = \tau_{2p}\left(1 - e^{-t/T_c}\right) + \tau_{1p} e^{-t/T_c}. \qquad (6\text{-}15)$$

La courbe de refroidissement du moteur ainsi que la courbe d'échauffement sont quasiment la somme de deux courbes exponen-

tielles dont l'une illustre son échauffement jusqu'à $\tau = \tau_{2p}$ et l'autre le refroidissement de la température initiale $\tau_0 = \tau_{1p}$ jusqu'à $\tau = 0$.

La courbe de refroidissement du moteur qui correspond à l'équation (6-15) est indiquée sur la fig. 6-8.

Dans le cas particulier où le refroidissement du moteur a lieu jusqu'à la température du milieu ambiant, c'est-à-dire jusqu'à $\tau_{2p} = 0$, l'équation (6-15) prend la forme suivante:

$$\tau = \tau_{1p} e^{-t/T_c}. \qquad (6\text{-}16)$$

En examinant les fig. 6-4 et 6-8, on voit que pour la même constante de temps la courbe de refroidissement est une image de courbe d'échauffement. L'égalité des constantes de temps d'échauffement et de refroidissement peut exister dans un moteur à ventilation indépendante où l'évacuation de la chaleur du moteur pendant le travail et à l'arrêt est la même. Pour les moteurs autoventilés la valeur de la constante de temps de refroidissement est de 2 à 3 fois plus grande que la constante de temps d'échauffement, les conditions d'évacuation de la chaleur étant plus mauvaises.

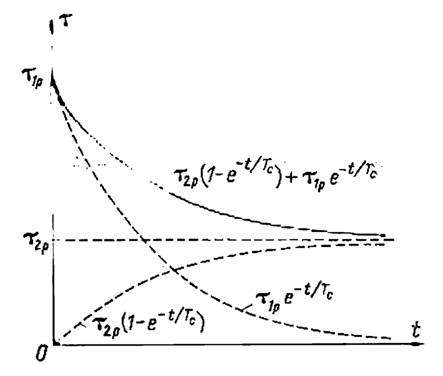


Fig. 6-8. Courbe de refroidissement d'un moteur électrique

Il est évident que pour les raisons indiquées plus haut la courbe de refroidissement sera moins inclinée (courbe *3* sur la fig. 6-4) et que le temps nécessaire au refroidissement du moteur sera respectivement plus grand que celui d'échauffement, toutes les autres conditions étant les mêmes.

Sur la fig. 6-4 la courbe *4* est donnée dans le cas où le moteur au début de son fonctionnement a déjà une température supérieure à la température ambiante de τ_0. Bien que cette courbe diffère de la courbe *1*, la valeur de la température permanente est la même dans les deux cas puisque les courbes ont été construites pour une charge identique du moteur.

Pour que le choix de la puissance du moteur soit correct il faut que la température permanente soit égale à la température admissible, c'est-à-dire que

$$\tau_p = \tau_{adm},$$

où τ_{adm} est l'élévation de température admissible déterminée par la classe de l'isolant utilisé dans le moteur.

A différentes charges l'échauffement du moteur aura lieu suivant des courbes différentes comme indiqué sur la fig. 6-9. La constante de temps d'échauffement du moteur reste inchangée et correspond à des segments égaux sur les asymptotes correspondantes. Les valeurs des températures permanentes τ_{p1}, τ_{p2}, τ_{p3} se trouveront d'autant plus élevées que le moteur est plus chargé. Cela est évident car à une

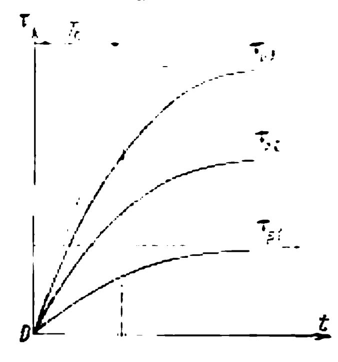


Fig. 6-9. Famille des courbes d'échauffement d'un moteur pour différentes charges continues

Fig. 6-10. Variation de la température d'un moteur électrique pour une charge variable

charge plus grande correspondent des pertes plus élevées. La valeur de la température permanente est proportionnelle aux pertes dans le moteur $\tau_p = \frac{Q}{A}$.

Si pendant le travail la charge du moteur varie, les quantités de chaleur dégagées dans le temps varient et il leur correspond différents segments des courbes exponentielles d'échauffement et de refroidissement. Pour une charge variable la courbe d'échauffement sera brisée (fig. 6-10). Les pertes augmentent avec l'accroissement de la charge ainsi que la température du moteur. Lorsque la charge décroît, par exemple, jusqu'à la valeur déterminée par la marche à vide, les pertes diminuent et la température du moteur baisse proportionnellement. Ainsi, lorsque la charge est variable, la température du moteur varie continûment.

6-3. Choix de la puissance d'un moteur en régime continu

Dans différentes branches de l'industrie de nombreux mécanismes fonctionnent à charge continue invariable ou faiblement variable.

Le choix de la puissance du moteur pour de telles machines est très simple si l'on connaît la puissance constante absorbée par la machine. Dans ce cas il n'est pas nécessaire de vérifier l'échauffement

ou la surcharge du moteur pendant le fonctionnement. Le moteur a la puissance indiquée la plus grande admissible du point de vue d'échauffement, le constructeur ayant déjà fait tous les calculs et les essais en partant des propriétés des matériaux du moteur à puissance nominale.

Les pertes dans le moteur au démarrage seront plus grandes qu'à la charge nominale, mais on ne peut pas les prendre en considération puisque le démarrage dans les conditions données a lieu très rarement et ne peut pas influer de façon sérieuse sur l'échauffement du moteur. Ce n'est que dans certains cas que l'on doit vérifier que le couple de démarrage du moteur est suffisant, certains mécanismes ayant une résistance de frottement élevée au moment du décollage et exigeant parfois de forts couples dynamiques pendant le démarrage.

Lorsqu'il s'agit d'une charge continue invariable ou peu variable, on choisit dans un catalogue un moteur dont la puissance correspond à la charge donnée. Si on ne trouve pas un tel moteur, on prend le moteur de puissance juste supérieure.

Lorsque la puissance requise de la machine entraînée n'est pas connue à l'avance, il est difficile de la déterminer. Pour des mécanismes à charge continue constante (pompes, ventilateurs, certaines machines-outils à travailler les métaux par enlèvement de matière, etc.) on détermine la puissance requise par des calculs théoriques ou d'après des formules expérimentales en appliquant des coefficients obtenus au cours de nombreuses expériences. Pour les mécanismes peu connus on est obligé de déterminer la puissance nécessaire en relevant les diagrammes de charge à l'aide d'appareils enregistreurs sur des installations analogues en service ou en utilisant les normes de consommation d'énergie obtenues par les données statistiques qui tiennent compte de la consommation spécifique d'énergie lors de la production de différents articles.

La détermination théorique de la puissance du moteur en service continu est possible pour un nombre relativement restreint de types des machines en service. Indiquons, à titre d'exemple, les pompes et les ventilateurs qui sont des machines industrielles de type courant largement utilisées dans l'industrie.

Détermination de la puissance des moteurs pour pompes. La mécanisation de l'alimentation en eau pour les besoins industriels et domestiques, l'alimentation en lubrifiant et émulsion de différentes machines-outils, le transvasement du pétrole, de l'essence, des huiles et d'autres fluides sont assurés par des pompes.

Le débit d'une pompe est généralement indiqué par le client et la hauteur de refoulement du fluide est déterminée par la distance et la pression requise. La puissance du moteur pour la pompe

$$P = \frac{V\gamma H}{\eta_{\text{pompe}}\eta_{\text{tr}}} 10^{-3}, \text{ kW}, \qquad (6\text{-}17)$$

où V est le débit de la pompe, m³/s ; γ, le poids spécifique du liquide, N/m³; H, la hauteur théorique de refoulement, en mètres, comprenant quatre éléments: H_1, hauteur d'aspiration, c'est-à-dire la distance entre le niveau du liquide et l'axe de la pompe; H_2, la hauteur de refoulement, c'est-à-dire la distance entre l'axe de la pompe et le point de consommation le plus élevé; H_3, la pression qui tient compte des pertes dans les conduites d'aspiration et de refoulement, dans les coudes, les robinets, etc.; H_4, la pression dite libre qui assure une vitesse déterminée d'écoulement du liquide de la conduite; η_{pompe}, η_{tr} sont le rendement de la pompe et celui de la transmission du moteur vers la pompe.

Le rendement des pompes à piston est généralement de 0,8 à 0,9, celui des pompes centrifuges à haute pression est de 0,5 à 0,8 et celui des pompes centrifuges à basse pression de 0,3 à 0,6.

La valeur de la puissance obtenue d'après la formule (6-17) correspond à la puissance utile du moteur.

Détermination de la puissance des moteurs pour ventilateurs. La puissance d'un moteur de ventilateur est déterminée par le débit exprimé en m³/s et par la pression h en N/m². En pratique on mesure généralement la pression en mm de colonne d'eau (1 mm d'eau = = 9,81 N/m²). Le ventilateur à ailettes développe une pression h = 4 à 10 mm d'eau. Les ventilateurs centrifuges, en fonction de la pression développée, se divisent en trois groupes: ventilateurs de basse pression (jusqu'à 100 mm d'eau), de moyenne pression (h = = 100 à 400 mm d'eau) et de haute pression (dépassant 400 mm d'eau).

La puissance d'un moteur destiné à entraîner un ventilateur est déterminée par la formule suivante:

$$P = \frac{Vh}{\eta_{vent}\eta_{tr}} 10^{-3}, \text{ kW}, \tag{6-18}$$

où V est la quantité d'air refoulé (débit), m³/s; h est la pression du ventilateur, N/m².

Le rendement des ventilateurs η_{vent} est compris dans les limites suivantes: ventilateurs de grande puissance de 0,5 à 0,8, ventilateurs centrifuges de moyenne puissance de 0,3 à 0,5 et ventilateurs à ailettes de faible puissance de 0,2 à 0,35.

Comme nous l'avons déjà indiqué (§ 6-2) avec une charge variable la température du moteur varie de façon continue et pour cette raison le choix de la puissance du moteur d'après l'échauffement devient plus compliqué. L'étude analytique de l'échauffement à partir d'un graphique à plusieurs échelons est très complexe. La méthode de construction de la courbe d'échauffement sous forme d'un gabarit doit aussi être considérée comme inutilisable. Elle exige un grand nombre de constructions fastidieuses car les variations de température ne sont parfois établies qu'après un grand nombre de cycles.

La précision de la construction avec emploi multiple de cette méthode graphique est peu élevée.

D'autre part, le choix d'un moteur uniquement en fonction de la charge maximale ou minimale serait faux car dans le premier cas on aurait une puissance calculée trop grande et dans l'autre cas une puissance trop faible. La fig. 6-11 montre le diagramme de charge simplifié d'une raboteuse $i = f(t)$ et la fig. 6-12 le diagramme de charge $P = f(t)$ d'une batteuse.

Il semble qu'on aurait pu choisir le moteur d'après la valeur moyenne de la charge, par exemple, d'après le courant moyen ou la

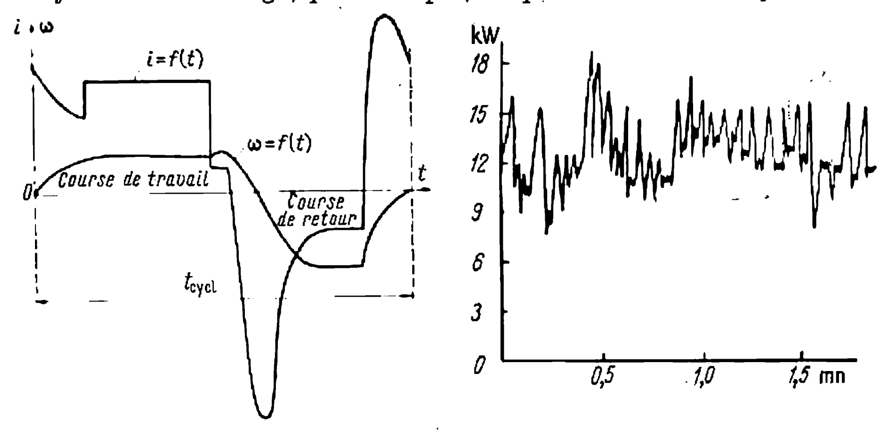


Fig. 6-11. Diagramme de charge simplifié d'une raboteuse

Fig. 6-12. Diagramme de charge d'une batteuse

puissance moyenne mais cela serait faux car l'ordonnée moyenne ne tient pas compte de la relation quadratique entre les pertes variables et le courant du moteur. Ce n'est que pour de faibles variations de la charge qu'on peut adopter un moteur d'après la valeur moyenne de la puissance.

Avec de grandes oscillations de la charge la puissance du moteur choisie d'après la valeur moyenne sera trop petite, ce qui réduira la durée de service du moteur ou accélérera sa mise hors service.

On remarquera donc que dans le cas d'une charge variable le choix de la puissance nécessitera l'utilisation d'autres méthodes. Tout d'abord examinons la méthode la plus fréquemment utilisée celle *des pertes moyennes*. Elle consiste à trouver les pertes moyennes du moteur Q_{moyen} avec le graphique donné de la charge et à les comparer avec les pertes nominales Q_n pour lesquelles le moteur a été calculé pour un régime continu. La méthode de pertes moyennes admet que pour l'égalité des pertes $Q_{moyen} = Q_n$ le moteur fonctionne à température admissible car $\tau_{adm} = \frac{Q_{moyen}}{A} = \frac{Q_n}{A}$.

La fig. 6-13 montre le diagramme de charge $P = f(t)$ et, à une autre échelle, le graphique des pertes $Q = f(t)$ correspondant à ce diagramme. Le calcul se fait par approximations successives. On choisit d'abord approximativement le moteur d'après le graphique de charge, par exemple d'après la puissance moyenne multipliée par le coefficient de sécurité $k = 1,1$ à $1,3$. Ensuite à l'aide de la courbe de rendement du moteur choisi on détermine les pertes pour chaque portion de charge et on trouve les pertes moyennes d'après la formule:

$$Q_{\text{moyen}} = \frac{Q_1t_1 + Q_2t_2 + Q_3t_3 + \ldots + Q_pt_p}{t_1 + t_2 + t_3 + \ldots + t_p}. \qquad (6\text{-}19)$$

Pour tracer le graphique des pertes il faut connaître la courbe de rendement du moteur $\eta = f(P)$. Si l'on n'a pas cette courbe, en connaissant le rendement nominal du moteur on peut calculer sa valeur à charge partielle d'après la formule

$$\eta_x = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{\eta_n} - 1\right)\frac{x + \frac{a}{x}}{1 + a}}. \qquad (6\text{-}20)$$

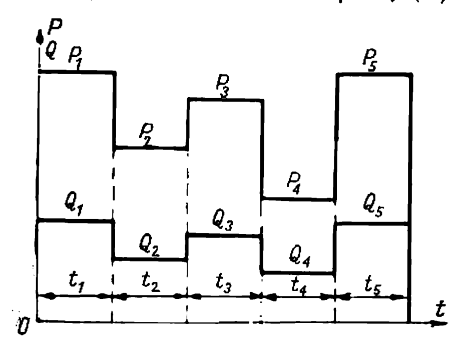


Fig. 6-13. Diagramme de charge et graphique des pertes pour une charge variable

Après avoir trouvé les pertes moyennes d'après la formule (6-19) on les compare aux pertes nominales du moteur qui correspondent à son rendement nominal. S'il existe un sérieux écart entre les valeurs des pertes indiquées il faut choisir un nouveau moteur et refaire tous les calculs. Lorsque les pertes moyennes durant un cycle $Q_{\text{moyen}} \leqslant Q_n$ le choix du moteur en fonction des conditions de réchauffement est fait. Si le moteur a été vérifié d'après la surcharge admissible et d'après le couple de démarrage, le calcul de la puissance est achevé.

Le calcul effectué d'après la méthode des pertes moyennes ne tient pas compte de la température maximale dans le cas d'un graphique de charge variable. Mais il est suffisamment précis et suffisant pour la détermination de la température moyenne du moteur pendant un cycle. Bien que le moteur soit soumis à l'action temporaire des températures de pointe sa durée de service varie très peu.

En pratique on utilise le plus souvent les méthodes des valeurs quadratiques moyennes ou équivalentes qui sont moins précises mais plus commodes.

6-4. Méthodes de courant, de couple et de puissance équivalents

La méthode de courant équivalent est basée sur le fait que le courant réel passant par le moteur et dont la valeur varie est remplacé dans le calcul par un courant équivalent $I_{éq}$ qui provoquerait dans le moteur les mêmes pertes que le courant réel. On détermine la valeur du courant équivalent en partant des considérations suivantes.

Les pertes dans le moteur

$$Q_{moyen} = k + I_{éq}^2 R. \tag{6-21}$$

En introduisant l'égalité (6-21) dans la formule (6-19), on obtient:

$$k + I_{éq}^2 R = \frac{(k + I_1^2 R)\, t_1 + (k + I_2^2 R)\, t_2 + \ldots + (k + I_p^2 R)\, t_p}{t_1 + t_2 + \ldots + t_p}. \tag{6-22}$$

En admettant que les pertes constantes ne dépendent pas de la charge, on peut écrire:

$$k + I_{éq}^2 R = \frac{k\,(t_1 + t_2 + \ldots + t_p)}{t_1 + t_2 + \ldots + t_p} + \frac{R\,(I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \ldots + I_p^2 t_p)}{t_1 + t_2 + \ldots\, t_p}. \tag{6-23}$$

On peut diviser le numérateur et le dénominateur du premier terme du second membre de l'équation (6-23) par Σt. En éliminant ensuite k de l'équation et en divisant les deux membres par R, on obtient:

$$I_{éq}^2 = \frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + I_3^2 t_3 + \ldots + I_p^2 t_p}{t_1 + t_2 + t_3 + \ldots + t_p}, \tag{6-24}$$

d'où l'on détermine la valeur cherchée du *courant équivalent*

$$I_{éq} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + I_3^2 t_3 + \ldots + I_p^2 t_p}{t_1 + t_2 + t_3 + \ldots + t_p}}. \tag{6-25}$$

La méthode de courant équivalent est basée sur l'analyse des pertes apparaissant dans le moteur et provoquant son échauffement. Mais les conditions d'échauffement et de refroidissement d'un moteur autoventilé dépendent de sa vitesse.

Lorsque la vitesse diminue l'évacuation de la chaleur est plus mauvaise. Pour cette raison si le cycle considéré comporte le fonctionnement du moteur à faible vitesse, il faut en tenir compte lors de l'utilisation de la formule (6-25).

Après avoir déterminé la valeur du courant équivalent on le compare au courant nominal du moteur choisi. Il faut alors observer la condition suivante:

$$I_{éq} \leqslant I_n,$$

c'est-à-dire que le courant équivalent soit inférieur ou égal au courant nominal.

Il faut aussi vérifier le moteur à la surcharge admissible, par exemple, pour un moteur à courant continu, en partant de la condition

$$\frac{I_{max}}{I_n} \leqslant \lambda_i,$$

où I_{max} est la valeur maximale du courant d'après le graphique de la charge ; λ_i, le coefficient admissible de surcharge en courant ; pour les moteurs à courant continu d'exécution normale $\lambda_i = 2$ à 2,5.

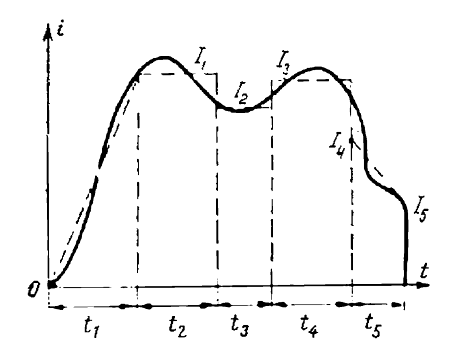


Fig. 6-14. Remplacement d'un graphique curviligne de charge par des tronçons de droite

Lorsqu'il s'agit d'un moteur asynchrone, la vérification à la surcharge admissible se fait en partant de l'inégalité

$$\lambda C_n \geqslant C_{max}.$$

S'il se trouve que cette dernière condition n'est pas observée, il faut choisir un moteur de puissance plus grande en partant de la capacité de surcharge du moteur et non pas des conditions mêmes de son échauffement.

Le calcul du courant équivalent présente certaines difficultés lorsque les valeurs des courants ne restent pas constantes au cours de certaines périodes. Pour un diagramme du type indiqué sur la fig. 6-14 le courant équivalent est déterminé d'après la formule

$$I_{éq} = \sqrt{\frac{1}{\sum_1^n t} \int_0^{\Sigma t} i^2 \, dt}. \tag{6-26}$$

Dans le cas général on peut calculer la grandeur sous le signe somme à l'aide d'un intégrateur. En l'absence d'intégrateur on divise le graphique de la charge en une série de portions rectilignes. Pour les portions rectangulaires le courant équivalent est déterminé d'après la formule (6-25). Pour les portions en forme de triangle (première portion de la fig. 6-14) le courant équivalent est déterminé en partant de l'équation (6-26) d'après la formule

$$I_{éq1} = \frac{I_1}{\sqrt{3}}. \tag{6-27}$$

En effet, dans la première portion du graphique le courant varie selon une loi linéaire

$$I = \alpha t, \tag{6-28}$$

où

$$\alpha = \frac{I_1}{t_1} = \text{const.} \tag{6-29}$$

En introduisant (6-28) dans (6-26), on obtient:

$$I_{\text{éq}1} = \sqrt{\frac{1}{t} \int_0^{t_1} \alpha^2 t^2 \, dt} = \frac{\alpha t_1}{\sqrt{3}}. \tag{6-30}$$

Si dans la formule (6-30) au lieu de α on introduit sa valeur tirée de (6-29), on obtient la valeur cherchée:

$$I_{\text{éq}1} = \frac{I_1}{\sqrt{3}}.$$

Pour les portions en forme de trapèze (cinquième portion de la fig. 6-14) on peut, en utilisant la même méthode, obtenir la formule

$$I_{\text{éq}5} = \sqrt{\frac{I_4^2 + I_4 I_5 + I_5^2}{3}}. \tag{6-31}$$

Les formules (6-25), (6-27) et (6-31) permettent de calculer les valeurs du courant équivalent avec une précision suffisante pour les besoins pratiques avec un graphique donné quelconque de la courbe de courant.

Pour des calculs plus précis du courant équivalent il convient de construire la courbe $i^2 = f_1(t)$ d'après la courbe $i = f(t)$ et de la planimétrer, ce qui permet de trouver facilement $I_{\text{éq}}$.

Pour choisir la puissance du moteur on est souvent obligé de se servir des graphiques des couples et des puissances. Le couple et la puissance équivalents sont déterminés de façon analogue à celle permettant de calculer le courant équivalent.

En tenant compte (pour un flux magnétique constant) de la proportionnalité qui existe entre le couple et le courant et en admettant que le couple électromagnétique est environ égal au couple sur l'arbre, on peut obtenir de la relation (6-25) la formule du *couple équivalent* *)

$$C_{\text{éq}} = \sqrt{\frac{C_1^2 t_1 + C_2^2 t_2 + C_3^2 t_3 + \ldots + C_p^2 t_p}{t_1 + t_2 + t_3 + \ldots + t_p}}. \tag{6-32}$$

---

*) Pour les moteurs à courant alternatif la déduction de la formule (6-32) suppose la constance du facteur de puissance à différentes charges.

La formule de la *puissance équivalente* découle directement de (6-32) lorsqu'on tient compte du fait qu'une relation directe existe entre le couple et la puissance.

Si l'on peut négliger la variation de la vitesse du moteur, on a :

$$P_{\text{éq}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + P_3^2 t_3 + \ldots + P_p^2 t_p}{t_1 + t_2 + t_3 + \ldots + t_p}}. \tag{6-33}$$

Parmi les méthodes examinées celle du courant équivalent est la plus précise.

Pour déterminer la puissance du moteur on peut utiliser la méthode du courant équivalent dans presque tous les cas sauf s'il est nécessaire de tenir compte de la variation des « pertes constantes »,

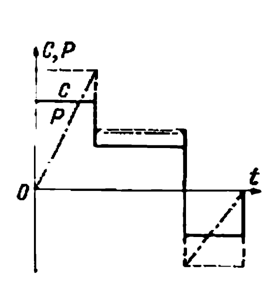


Fig. 6-15. Graphiques de puissance et de couple pour les régimes de démarrage et de freinage

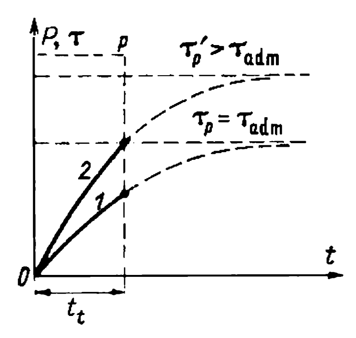


Fig. 6-16. Courbes d'échauffement d'un moteur électrique en service temporaire

c'est-à-dire des pertes dans le fer et des pertes par frottement. Cette méthode ne peut pas être utilisée pour les moteurs à rotor en court-circuit à encoches profondes ou à double cage car leur impédance secondaire varie beaucoup au démarrage et au freinage. Il faut utiliser ici les méthodes fondées sur la détermination directe des pertes.

On ne peut pas utiliser la méthode du couple équivalent dans les cas indiqués plus haut (pour le courant équivalent). De plus, la formule du couple équivalent ne convient pas pour les moteurs dans lesquels le flux n'est pas constant (par exemple, pour les moteurs à excitation série, pour les régimes de démarrage et de freinage d'un moteur à rotor en court-circuit, etc.).

La méthode de la puissance équivalente en plus de la limitation mentionnée en comporte une autre. Elle ne peut pas être utilisée pour les moteurs dont la vitesse varie beaucoup au cours du fonctionnement, surtout en régimes de démarrage et de freinage. Cette dernière condition devient évidente lorsqu'on examine la fig. 6-15. L

nature des variations de la puissance en régimes de démarrage et de freinage ne reflète pas les conditions d'échauffement du moteur car sur les graphiques on indique seulement la puissance utile, et les pertes de démarrage et de freinage ne sont pas prises en considération. Dans ces cas on peut se servir de la formule (6-33) seulement après avoir introduit des corrections dans le diagramme de charge et après avoir changé sa configuration comme il est indiqué, par exemple, par des lignes fines en pointillé sur la fig. 6-15.

6-5. Echauffement et refroidissement des moteurs en service temporaire et en service intermittent

Examinons d'abord les courbes d'échauffement du moteur *en service temporaire* pour lesquelles la fig. 6-16 donne un graphique simplifié à un temps. En partant du fait que dans ce régime, selon la définition adoptée plus haut, le moteur pendant la pause se refroidit jusqu'à la température du milieu ambiant il est possible d'examiner seulement une période de fonctionnement du moteur pour laquelle l'équation d'échauffement (6-8) est applicable:

$$\tau = \tau_p (1 - e^{-t/T_c}).$$

Si l'on choisit la puissance du moteur calculé pour un régime continu d'après la valeur de P, en service temporaire l'élévation de la température du moteur par rapport à la température du milieu ambiant n'atteindra pas une valeur permanente τ_p à la fin de la période de travail (t_t), comme on le voit sur la courbe *1* de la fig. 6-16, et sera inférieure à la valeur admissible τ_{adm}. Pour cette raison le moteur ne sera pas utilisé à échauffement maximal. Il est évident que pour la charge donnée P on peut adopter un moteur de puissance inférieure de façon qu'il soit entièrement utilisé du point de vue thermique. L'échauffement du moteur dans ce cas aura lieu suivant la courbe exponentielle *2*. A la fin de la période de travail t_t l'élévation de la température du moteur par rapport à la température du milieu ambiant doit atteindre la valeur $\tau = \tau_{adm}$, c'est-à-dire la valeur maximale admissible pour la classe donnée de l'isolation.

Le rapport des pertes en régime temporaire aux pertes nominales, la température du moteur étant la même, est appelé coefficient de surcharge thermique:

$$p_Q = \frac{Q_{temp}}{Q_n}, \qquad (6\text{-}34)$$

où Q_{temp} désigne les pertes admissibles en service temporaire; Q_n les pertes en service continu.

Puisque la température permanente est proportionnelle aux pertes on peut exprimer le coefficient de surcharge thermique par les valeurs correspondantes des températures permanentes τ_p' et τ_p

(fig. 6-16), c'est-à-dire que $p_Q = \tau_p'/\tau_p$. En admettant $\tau_p = \tau_{adm}$ on a: $p_Q = \tau_p'/\tau_{adm}$.

Cette dernière relation permet de déterminer le coefficient de surcharge thermique par les grandeurs T_c et t_t. En effet, à la fin de la période de travail pour $t = t_t$ on a $\tau = \tau_{adm}$. En introduisant ces valeurs dans l'équation (6-8), on obtient:

$$\tau_{adm} = \tau_p' (1 - e^{-t_t/T_c}), \tag{6-35}$$

d'où

$$p_Q = \frac{\tau_p'}{\tau_{adm}} = \frac{1}{1 - e^{-t_t/T_c}}. \tag{6-36}$$

La fig. 6-17 montre la courbe de variation du coefficient de surcharge thermique p_Q en fonction de la durée de travail exprimé en unités relatives t_t/T_c tracée d'après l'équation (6-36).

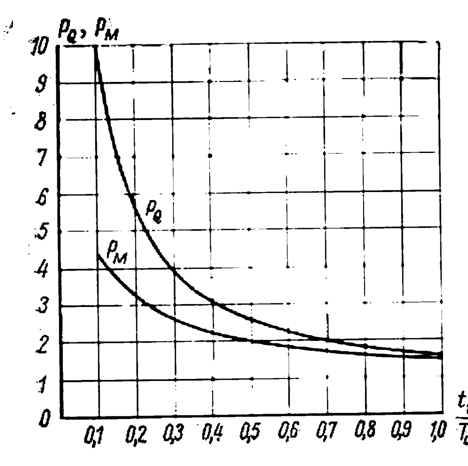


Fig. 6-17. Variation des coefficients des surcharges thermique et mécanique en fonction de la durée de travail

Si l'on connaît le coefficient de surcharge thermique, on peut résoudre le problème inverse, c'est-à-dire déterminer le temps admissible de travail du moteur, car il découle de l'équation (6-36) que

$$t_t = T_c \ln \frac{p_Q}{p_Q - 1}. \tag{6-37}$$

Comme il a été indiqué plus haut les courbes d'échauffement surtout dans leur partie initiale diffèrent des courbes exponentielles; pour cette raison lors du calcul de la puissance du moteur en service temporaire il faut adopter des valeurs de la constante de temps d'échauffement d'autant plus faibles que la surcharge du moteur pendant la période de travail sera plus grande.

Connaissant la valeur du coefficient de surcharge thermique on peut déterminer aussi le coefficient de surcharge mécanique

$$p_M = \frac{P_{temp}}{P_n},$$

qui est le rapport de la puissance admissible du point de vue d'échauffement en service temporaire P_{temp} à la puissance nominale en service continu P_n. Si l'on admet que les pertes thermiques du moteur sont proportionnelles au carré de l'intensité du courant et que la

puissance est proportionnelle à l'intensité du courant, on peut établir la relation suivante entre le coefficient de surcharge mécanique et le coefficient de surcharge thermique:

$$p_{\mathrm{M}}=\sqrt{p_Q}. \tag{6-38}$$

On obtient une expression plus exacte du coefficient de surcharge mécanique si l'on tient compte du rapport réel des pertes constantes et des pertes variables dans le moteur. Puisque

$$p_Q=\frac{k+v_{\mathrm{n}}\left(\frac{P_{\mathrm{temp}}}{P_{\mathrm{n}}}\right)^2}{k+v_{\mathrm{n}}}=\frac{a+p_{\mathrm{M}}^2}{a+1}, \tag{6-39}$$

on a

$$p_{\mathrm{M}}=\sqrt{(a+1)\,p_Q-a}. \tag{6-40}$$

Si l'on admet $a = 0$, c'est-à-dire si l'on néglige les pertes constantes, l'équation (6-40) se ramène à (6-38). En introduisant dans l'égalité (6-40) l'expression de p_Q tirée de (6-36), on obtient:

$$p_{\mathrm{M}}=\sqrt{\frac{a+1}{1-e^{-t_{\mathrm{t}}/T_{\mathrm{c}}}}-a}. \tag{6-41}$$

L'expression (6-41) permet de trouver directement le coefficient de surcharge mécanique admissible à partir du coefficient donné de pertes a et du temps relatif de travail $t_{\mathrm{t}}/T_{\mathrm{c}}$. La fig. 6-17 montre la relation $p_{\mathrm{M}} = f\,(t_{\mathrm{t}}/T_{\mathrm{c}})$ tracée d'après l'équation (6-41) pour le coefficient de pertes $a = 1$.

Les relations indiquées plus haut caractérisent la nature physique des processus thermiques ayant lieu dans le moteur en régime temporaire et donnent les éléments théoriques de calcul de la puissance des moteurs fonctionnant à ce service.

Examinons maintenant l'échauffement des moteurs fonctionnant *en service intermittent*. Comme nous l'avons indiqué, le service intermittent est caractérisé par le *coefficient de la durée relative de la période de travail*, c'est-à-dire

$$\varepsilon=\frac{t_{\mathrm{t}}}{t_{\mathrm{t}}+t_0}=\frac{t_{\mathrm{t}}}{t_{\mathrm{cycl}}}, \tag{6-42}$$

où $t_{\mathrm{cycl}} = t_{\mathrm{t}} + t_0$ est la durée du cycle comprenant le temps de la période de travail t_{t} et de la pause t_0.

Pour la caractéristique du service intermittent on admet le symbole *FM* % (facteur de marche):

$$FM\,\%=\frac{t_{\mathrm{t}}}{t_{\mathrm{t}}+t_0}\,100=\varepsilon\cdot 100. \tag{6-43}$$

La fig. 6-18 montre les courbes d'échauffement pour ce régime avec un graphique régulier des charges pour lequel, après des intervalles de temps déterminés, apparaît une charge P qui reste cons-

tante durant la période de travail. Dans le cas d'un service intermittent il serait aussi mauvais que pour le cas précédent d'adopter un moteur de puissance P car le moteur ne sera pas utilisé au maximum du point de vue échauffement.

Lorsque le moteur est correctement choisi la température maximale n'atteindra pas la valeur τ_p' mais tendra après un grand nombre de cycles vers la valeur $\tau_p = \tau_{adm}'$. C'est en partant de ces conditions qu'il faut choisir la puissance du moteur pour le service intermittent.

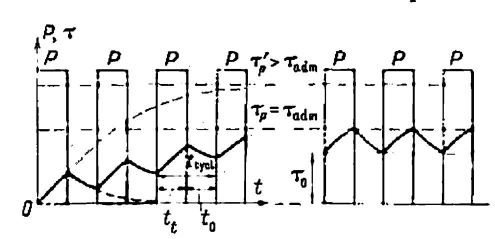


Fig. 6-18. Variation de la température d'un moteur pour un graphique régulier de service intermittent

On trouve le coefficient de surcharge thermique pour ce service en partant du fait que pour un cycle assez éloigné du début de travail la température varie entre τ_0 et τ_p. Pour cette période de travail t_t, suivant l'équation (6-7) on peut écrire:

$$\tau_p = \tau_p' (1 - e^{-t_t/T_c}) + \tau_0 e^{-t_t/T_c}. \qquad (6\text{-}44)$$

Pour la période de pause t_0 à partir de l'équation (6-16) et en supposant que les constantes de temps d'échauffement et de refroidissement sont égales on obtient la relation suivante:

$$\tau_0 = \tau_p e^{-t_0/T_c}. \qquad (6\text{-}45)$$

En introduisant dans l'équation (6-44) la valeur de τ_0 tirée de la dernière égalité, on obtient:

$$\tau_p = \tau_p' (1 - e^{-t_t/T_c}) + \tau_p e^{-\frac{t_t+t_0}{T_c}}.$$

En divisant les deux membres de la dernière équation par τ_p et en tenant compte du fait que

$$\frac{\tau_p'}{\tau_p} = p_Q$$

on peut écrire

$$1 = p_Q (1 - e^{-t_t/T_c}) + e^{-\frac{t_t+t_0}{T_c}},$$

d'où l'on obtient l'expression cherchée pour le coefficient de surcharge thermique:

$$p_Q = \frac{1 - e^{-\frac{t_t+t_0}{T_c}}}{1 - e^{-t_t/T_c}} = \frac{1 - e^{-\frac{t_t}{T_c}\frac{1}{\varepsilon}}}{1 - e^{-t_t/T_c}}. \qquad (6\text{-}46)$$

Lorsqu'on adopte $t_0 = \infty$ qui correspond au service temporaire, l'équation (6-46) prend la forme de l'équation (6-36), c'est-à-dire que

$$p_Q = \frac{1}{1 - e^{-t_t/T_c}}.$$

A partir de la formule (6-46) on a construit les courbes de la fig. 6-19 qui donnent les valeurs des coefficients de surcharge thermique en fonction de la durée de fonctionnement pour différentes valeurs de t_t/T_c. Les points qui se trouvent sur l'axe des ordonnées

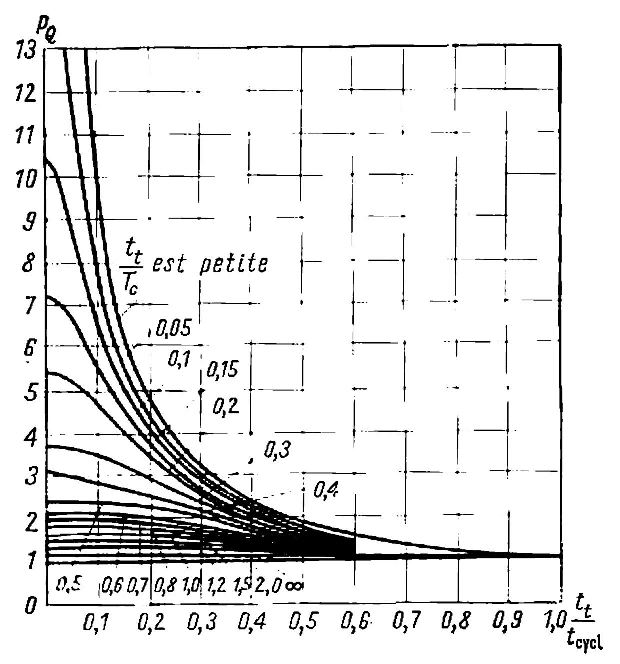


Fig. 6-19. Variation du coefficient de surcharge thermique en fonction de la durée de mise en circuit en régime intermittent

où $\varepsilon = 0$ correspondent au service temporaire. Le point dont les coordonnées $\varepsilon = 1$ et $p_Q = 1$ est un point caractéristique. En ce point convergent toutes les courbes indépendamment de la valeur de t_t/T_c. Ceci est compréhensible car le point indiqué correspond au service continu du moteur.

Les courbes de la fig. 6-19 montrent que pour $\varepsilon > 0{,}6$ la surcharge thermique admissible est très faible et les coefficients de surcharge mécanique $p_M \approx \sqrt{p_Q}$ seront encore plus petits. Pour

cette raison pour des valeurs $\varepsilon > 0{,}6$ il faut pratiquement choisir un moteur de la même façon que pour le service continu.

L'industrie soviétique produit des moteurs de différentes puissances marqués $\varepsilon = 0{,}15$; $0{,}25$; $0{,}4$ et $0{,}6$ (ou *FM* % = 15, 25, 40 et 60 %).

L'analyse d'un graphique de travail à deux temps et surtout à plusieurs temps en service intermittent est fastidieuse. Pour cette raison on utilise pour l'obtention des courbes d'échauffement la méthode des approximations successives. En utilisant cette méthode on adopte approximativement la puissance du moteur et on détermine pour ce dernier les constantes de temps d'échauffement et de refroidissement. Ensuite, on construit un gabarit dont un côté a été tracé suivant la courbe d'échauffement et l'autre d'après la courbe de refroidissement. A l'aide de ce gabarit on trace les courbes d'échauffement du moteur pour la période de travail et les courbes de refroidissement pour la période de pause. Lors du choix de la puissance du moteur on compare la température finale d'échauffement à la température admissible et lorsqu'elles coïncident on peut considérer que le choix du moteur en fonction de l'échauffement est achevé.

La méthode du gabarit convient en principe pour un service quelconque du moteur mais elle est encombrante et peu précise. De plus, dans les catalogues la constante de temps d'échauffement n'est pas indiquée et il faut la déterminer expérimentalement.

Pour choisir la puissance d'un moteur à partir des conditions d'échauffement on utilise généralement d'autres méthodes examinées ultérieurement pour lesquelles on n'a pas besoin de construire les courbes d'échauffement.

6-6. Choix de la puissance des moteurs pour services temporaire et intermittent

Par l'analyse des courbes d'échauffement des moteurs nous avons établi précédemment qu'un moteur peut être plus chargé en service temporaire qu'en service continu.

L'accroissement possible de la charge est alors déterminé par les coefficients de surcharge thermique et de surcharge mécanique et peut être calculé d'après les formules (6-36) et (6-41) ou d'après les courbes correspondantes indiquées sur la fig. 6-17.

Ces coefficients ont été obtenus pour le graphique le plus simple à un temps (fig. 6-14). Mais pratiquement le graphique d'une charge temporaire peut être à deux temps et aussi comprendre les périodes de démarrage et de freinage. Les graphiques de la charge peuvent être plus complexes et comporter un plus grand nombre de temps.

Pour le graphique à deux temps indiqué sur la fig. 6-20 le couple

équivalent est déterminé par la formule:

$$C_{\text{éq}} = \sqrt{\frac{C_1^2 t_1 + C_2^2 t_2}{t_1 + t_2}}.$$

On peut ensuite choisir le moteur d'après l'échauffement en tenant compte du coefficient de surcharge mécanique.

On ne doit pas utiliser pour le travail en service temporaire les moteurs des types normaux destinés au service continu.

Il s'avère que les moteurs normaux peuvent être utilisés à pleine charge du point de vue échauffement seulement dans les rares cas où la valeur de t_t/T_c est relativement grande car presque toujours l'utilisation est limitée par la capacité de surcharge admissible du moteur d'après les propriétés électriques et mécaniques de la machine. En effet, comme on le voit d'après les courbes de la fig. 6-17 le coefficient de surcharge mécanique devient supérieur à $p_M = 2{,}5$ pour des valeurs de $\frac{t_t}{T_c} \leqslant 0{,}35$. Mais tous les moteurs d'exécution normale destinés à fonctionner en service continu n'admettent pas une telle surcharge. Pour cette raison il aurait fallu choisir la puissance du moteur non pas d'après les conditions d'échauffement mais d'après le couple de surcharge admissible, ce qui conduit à un moteur non entièrement utilisé du point de vue échauffement.

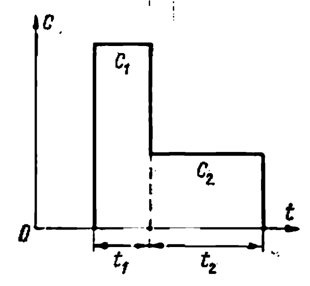


Fig. 6-20. Graphique à deux temps d'une charge temporaire

De plus, toutes les parties du moteur n'ont pas les mêmes constantes de temps d'échauffement. Par exemple, dans un moteur à courant continu à excitation série, le collecteur et l'enroulement d'excitation ont une constante de temps plus petite que celle de l'induit. En service continu cela n'a pas d'importance, en service temporaire le collecteur et l'enroulement d'excitation limitent la charge tandis que l'induit en admet une plus importante.

Tous ces faits font que les moteurs électriques destinés à travailler en service temporaire sont calculés par les constructeurs d'une manière différente des moteurs destinés au service continu. Les moteurs prévus pour un service temporaire ont une capacité de surcharge plus élevée; leur collecteur et leurs enroulements d'excitation doivent être renforcés.

La durée de fonctionnement de ces moteurs est normalisée à 15, 30 et 60 minutes; on doit les choisir dans un catalogue spécial de types de moteurs destinés au service temporaire.

Examinons maintenant les méthodes de choix de la puissance d'un moteur devant fonctionner *en service intermittent*. Les raisons

théoriques de la possibilité et de la nécessité d'accroître la charge du moteur dans ce service ont été indiquées dans le paragraphe 6-5. Si l'on utilise pour ce service un moteur normal destiné au fonctionnement continu, la formule (6-46) et les courbes de la fig. 6-19 permettent de faire le calcul correspondant du graphique d'une charge intermittente. Avec un graphique à plusieurs temps de la charge on détermine d'abord la charge équivalente durant la période de travail et ensuite à partir de cette valeur et de celle du coefficient de surcharge admissible (fig. 6-19) on peut choisir le moteur.

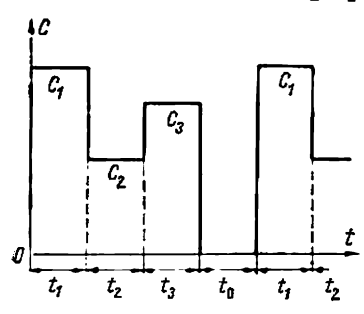


Fig. 6-21. Graphique à trois temps d'une charge intermittente

Afin d'améliorer les indices économiques des systèmes de commande en service intermittent l'industrie livre un type spécial de moteurs. Ces moteurs possèdent des couples de démarrage et maximal accrus. En plus des données normales ils portent encore l'indication du facteur de marche pour lequel ils ont été calculés.

Dans les catalogues spéciaux de moteurs prévus pour le service intermittent on indique la puissance que le moteur peut développer pour chaque valeur du facteur de marche (15, 25, 40 et 60 %) ou respectivement en unités relatives ε (0,15; 0,25; 0,4 et 0,6).

Pour le graphique de la charge intermittente indiqué sur la fig. 6-21 la valeur du couple équivalent est déterminée d'après la formule:

$$C_{\text{éq}} = \sqrt{\frac{C_1^2 t_1 + C_2^2 t_2 + C_3^2 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}}.$$

La durée de la pause t_0 n'y figure pas car on en tient compte dans la valeur du facteur de marche *FM* %.

Si la valeur théorique du facteur de marche

$$\varepsilon = \frac{t_t}{t_t + t_0} = \frac{t_1 + t_2 + t_3}{t_1 + t_2 + t_3 + t_0}$$

diffère de la valeur normalisée, on doit choisir le moteur d'après la valeur normalisée la plus proche en calculant de façon correspondante la puissance du moteur.

Pour les moteurs autoventilés dans lesquels les conditions d'évacuation de la chaleur en régime transitoire deviennent plus mauvaises la grandeur ε peut être calculée d'après la formule

$$\varepsilon = \frac{t_d + t_p + t_f}{t_p + \beta t_0 + \gamma (t_d + t_f)},$$

où t_d, t_p, et t_f sont respectivement la durée de démarrage, la durée de travail en régime permanent et la durée de freinage ; β et γ, des coefficients qui tiennent compte de la détérioration des conditions de refroidissement à l'arrêt, au démarrage et au freinage.

Lors du passage d'un facteur de marche à un autre la puissance équivalente du moteur pour laquelle il a été choisi doit rester la même. Pour cette raison conformément à la formule (6-33)

$$P_{éq} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_{t1}}{t_{t1} + t_{01}}} = \sqrt{\frac{P_2^2 t_{t2}}{t_{t2} + t_{02}}}. \quad (6\text{-}47)$$

Mais comme

$$\frac{t_{t1}}{t_{t1} + t_{01}} = \varepsilon_1 \text{ et } \frac{t_{t2}}{t_{t2} + t_{02}} = \varepsilon_2,$$

on peut obtenir de l'équation (6-47) :

$$P_1 \sqrt{\varepsilon_1} = P_2 \sqrt{\varepsilon_2},$$

d'où

$$P_2 = P_1 \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}}. \quad (6\text{-}48)$$

Le calcul de la puissance P_x à facteur de marche ε_x obtenu graphiquement pour les valeurs normalisées de ε se fait en partant de l'équation (6-48) d'après l'une des formules suivantes :

$$\left.\begin{aligned} P_{0,15} &= P_x \sqrt{\frac{\varepsilon_x}{0,15}}; \\ P_{0,25} &= P_x \sqrt{\frac{\varepsilon_x}{0,25}}; \\ P_{0,4} &= P_x \sqrt{\frac{\varepsilon_x}{0,40}}; \\ P_{0,6} &= P_x \sqrt{\frac{\varepsilon_x}{0,60}}; \\ P_{1,0} &= P_x \sqrt{\frac{\varepsilon_x}{1,0}}. \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}49)$$

Ainsi pour $\varepsilon_x \approx 0,20$

$$P_{0,15} = P_x \sqrt{\frac{0,20}{0,15}} \approx 1,15 P_x;$$

$$P_{0,25} = P_x \sqrt{\frac{0,20}{0,25}} \approx 0,89 P_x.$$

Pour des valeurs de $\varepsilon_x > 0,6$ on passe souvent aux moteurs calculés pour le fonctionnement en service continu et pour $\varepsilon_x < 0,1$ aux moteurs prévus pour un service temporaire.

Pour un calcul plus précis de la puissance il faut utiliser comme équation de départ celle des pertes et non pas l'équation des puissances équivalentes.

Soit $P_2 = xP_1$. La condition d'égalité des pertes peut alors s'écrire :

$$(k+v)\,\varepsilon_1 = (k+vx^2)\,\varepsilon_2, \tag{6-50}$$

les pertes variables étant proportionnelles au carré de la puissance.

En résolvant l'équation (6-50) par rapport à x on obtient la formule de la puissance :

$$P_2 = P_1 \sqrt{(a+1)\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} - a}\,. \tag{6-51}$$

Lorsqu'on néglige les pertes constantes ($a = 0$) la formule (6-51) prend la forme de (6-48). Si le moteur a été vérifié préalablement à la surcharge admissible et le couple de démarrage, le calcul de la puissance peut être considéré comme achevé.

Pour finir il faut noter que lorsque t_t et t_0 faisant partie du graphique de charge ont des valeurs différentes, il faut adopter comme facteur de marche relatif la valeur moyenne

$$\varepsilon = \frac{\Sigma t_t}{\Sigma t_t + \Sigma t_0} \tag{6-52}$$

calculée pour un grand nombre de cycles de travail.

On peut ensuite se servir de cette valeur moyenne dans toutes les formules indiquées plus haut.

6-7. Détermination du nombre admissible de mises en circuit des moteurs à rotor en court-circuit

Dans la commande d'un grand nombre des machines-outils à travailler les métaux par enlèvement de matière, comme par exemple les tours, les aléseuses, les rectifieuses et les étaux-limeurs, dans la commande des mécanismes auxiliaires des laminoires (culbuteurs, dispositifs de guidage, transporteurs à rouleaux, cisailles, etc.) il est nécessaire de mettre le moteur en marche très fréquemment.

Beaucoup de moteurs indiqués plus haut fonctionnent souvent à un régime pénible, où dans les conditions technologiques des opérations ils sont branchés de 600 à 800 fois à l'heure et même plus.

Dans ces régimes les pertes de démarrage et de freinage provoquent l'échauffement intense du moteur, limitent ainsi la fréquence des branchements admissibles du point de vue échauffement et prennent une grande importance.

Le choix de la puissance du moteur suivant les conditions d'échauffement se fait pour la plupart des types de moteurs par les méthodes indiquées plus haut pour le service intermittent. Mais l'application de la méthode des grandeurs équivalentes pour les moteurs

asynchrones à rotor en court-circuit qui doivent être mis en circuit très fréquemment ne donne pas de bons résultats. On est donc obligé pour ces moteurs d'utiliser une méthode basée sur le calcul direct des pertes ayant lieu dans la machine.

Pratiquement le calcul se ramène alors à vérifier le moteur préalablement choisi pour le nombre de branchements admissibles à l'heure.

Par nombre de branchements admissibles à l'heure h on entend un nombre de branchements pour lequel la température moyenne après un grand nombre de cycles de travail est égale à la température maximale admissible. Dans ces conditions le moteur sera entièrement utilisé du point de vue échauffement tandis que la température de ses enroulements ne dépassera pas la valeur admissible.

A la charge nominale le moteur est utilisé entièrement. S'il a dans ce cas la vitesse nominale, les pertes d'énergie livrées au milieu ambiant sont égales à $\Delta P_n t_p$. En tenant compte de la détérioration des conditions de refroidissement d'un moteur autoventilé à l'arrêt par l'introduction d'un coefficient

$$\beta = \frac{A_0}{A} = \frac{T_c}{T_0}$$

et en négligeant la faible variation de la température, on peut exprimer la dépense de chaleur pendant la pause par $\beta \Delta P_n t_0$. Pendant le démarrage et le freinage l'évacuation de la chaleur varie entre A_0 et A et pour cette raison la quantité de chaleur libérée au démarrage est déterminée par $\frac{\beta+1}{2} \Delta P_n t_d$ et au freinage par $\frac{\beta+1}{2} \Delta P_n t_f$.

Désignons ensuite les pertes d'énergie durant la période de démarrage par ΔA_d et pendant la période de freinage par ΔA_f. Les pertes en régime permanent peuvent dans le cas général différer des pertes nominales puisqu'elles dépendent de la charge du moteur P_x. Désignons ces pertes par

$$\Delta P_x = k + v_n x^2,$$

où comme précédemment $x = \frac{P_x}{P_n}$.

On peut alors pour différentes périodes du cycle représenter dans le tableau 6-2 les pertes d'énergie et de chaleur correspondante livrée au milieu ambiant.

Dans ce tableau t_d, t_p, t_f et t_0 désignent respectivement les durées de démarrage, de travail en régime permanent, de freinage et de pause.

Maintenant il est aisé d'écrire l'équation de l'équilibre énergétique:

$$\Delta A_d + \Delta P_x t_p + \Delta A_f = \frac{1+\beta}{2} \Delta P_n t_d + \Delta P_n t_p + \frac{1+\beta}{2} \Delta P_n t_f + \beta \Delta P_n t_0. \qquad (6\text{-}53)$$

Tableau 6-2

Période de travail du moteur	Energie dégagée dans le moteur	Energie livrée au milieu ambiant
Démarrage	ΔA_d	$\frac{1+\beta}{2}\Delta P_n t_d$
Vitesse permanente	$\Delta P_x t_p$	$\Delta P_n t_p$
Freinage	ΔA_f	$\frac{1+\beta}{2}\Delta P_n t_f$
Pause	0	$\beta\Delta P_n t_0$

La durée du cycle t_{cycl} et la fréquence de branchements à l'heure h sont liées par l'égalité

$$t_{cycl}=\frac{3600}{h}, \tag{6-54}$$

et pour cette raison

$$t_p=\frac{3600}{h}\varepsilon-(t_d+t_f) \tag{6-55}$$

et

$$t_0=\frac{3600}{h}(1-\varepsilon). \tag{6-56}$$

En introduisant les valeurs de t_p (6-55) et de t_0 (6-56) dans l'équation (6-53) et en résolvant cette dernière par rapport à h, on obtient la formule requise pour le calcul du nombre admissible de branchements à l'heure:

$$h=3600\,\frac{\Delta P_n\beta(1-\varepsilon)+\Delta P_n\varepsilon\left(1-\frac{\Delta P_x}{\Delta P_n}\right)}{\Delta A_d+\Delta A_f-a}, \tag{6-57}$$

où

$$a=\left(\Delta P_x+\frac{1+\beta}{2}\Delta P_n-\Delta P_n\right)(t_d+t_f).$$

Etant donné la valeur relativement grande des pertes lors du démarrage ou du freinage d'un moteur à rotor en court-circuit, la valeur de a est relativement petite et généralement varie de 2 à 4 % de la somme $\Delta A_d+\Delta A_f$. Pour cette raison sans commettre une grande erreur on peut négliger a et on a alors:

$$h=3600\,\frac{\Delta P_n\beta(1-\varepsilon)+\Delta P_n\varepsilon\left(1-\frac{\Delta P_x}{\Delta P_n}\right)}{\Delta A_d+\Delta A_f}. \tag{6-58}$$

Si en régime permanent le moteur fonctionne à charge nominale ($P_x=P_n$) la formule (6-58) se simplifie:

$$h=3600\frac{\Delta P_n\beta(1-\varepsilon)}{\Delta A_d+\Delta A_f}. \tag{6-59}$$

L'analyse de cette dernière équation montre les moyens d'accroître le nombre admissible de branchements à l'heure. Pour cela il faut augmenter les pertes admissibles en utilisant un moteur dont les isolants ont une tenue à la chaleur accrue et renforcer la ventilation du moteur. De plus, on peut ramener le coefficient β à sa valeur maximale égale à l'unité en appliquant une ventilation indépendante du moteur qui est la même pendant la marche et pendant l'arrêt.

En examinant le dénominateur de l'expression (6-59), on voit que le nombre de branchements croît avec la diminution des pertes en régimes transitoires. Nous avons indiqué plus haut (§ 5-21) les méthodes permettant de réduire ces pertes.

6-8. Certaines particularités de construction des diagrammes de charge

Les diagrammes de charge d'un système de commande caractérisent la variation du couple moteur, du courant et de la puissance du moteur en fonction de la durée de travail de la machine. La construction de ces diagrammes est fondée sur la prise en considération des particularités de travail en commun des moteurs et des mécanismes actionnés. Pour les construire il faut connaître la nature de la variation du couple résistant de la machine entraînée et les lois régissant les phénomènes transitoires des dispositifs de commande.

Notons d'abord certaines particularités de variation du couple résistant (statique) des mécanismes actionnés.

Dans le chapitre II nous avons indiqué la classification des caractéristiques mécaniques de différentes machines dans lesquelles le couple résistant dépend dans telle ou telle mesure de la vitesse. Mais un examen plus détaillé de cette question conduit à la conclusion que pour toutes les machines entraînées il n'est pas aisé d'exprimer le couple résistant en fonction de la vitesse.

Les mécanismes d'exécution existants peuvent être divisés en trois classes pour ce qui concerne la nature des variations du couple résistant (tableau 6-3) :

Ière c l a s s e. Cette classe comprend les mécanismes pour lesquels la valeur du couple résistant est exprimée en fonction de la vitesse d'après la relation :

$$C_s = C_0 + (C_{sn} - C_0)\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^x,$$

où x peut varier en pratique entre -1 et 2 en prenant des valeurs intermédiaires sous forme de nombres entiers ou fractionnaires.

L'expérience prouve que dans certains cas la valeur de x peut être même supérieure à 2.

Les mécanismes de la première classe se divisent en deux grands groupes.

Le *premier groupe* comprend les mécanismes dans lesquels le couple ne dépend pas de la vitesse ($x = 0$). Ce type de machines est représenté par des mécanismes tels que les convoyeurs, les ponts roulants, les étaux-limeurs, etc. Ainsi, pour un convoyeur à quantité constante de charge par mètre de courroie transporteuse le couple est déterminé par le poids constant de la charge et le coefficient de frottement constant. Pour un pont roulant le couple résistant est égal au produit de la charge suspendue au crochet par le rayon du tambour de levage et reste également constant.

Le *deuxième groupe* de cette classe comprend les mécanismes dont le couple varie avec la vitesse et où, par exemple, le travail est déterminé principalement par des efforts centrifuges.

Dans le cas où les relations $C_s = f(\omega)$ ne peuvent pas être exprimées analytiquement on détermine les diagrammes de charge par des méthodes graphiques.

La méthode de construction des diagrammes de charge pour les mécanismes de première classe à $C_s =$ const est indiquée dans le paragraphe 6-9 pour la commande électrique d'une machine d'extraction de mine.

II[e] classe. Elle comprend les mécanismes où le couple résistant dépend du chemin parcouru. Ce sont les compresseurs à piston dont la charge varie en fonction de la course du piston; les cisailles pour la coupe des métaux où le couple varie en fonction de l'angle de rotation du vilebrequin; les tables levantes et d'autres mécanismes à transmission à bielle-manivelle.

Dans cette classe de mécanismes la variation du couple en fonction du chemin parcouru $C_s = f(l)$ est exprimée le plus souvent graphiquement.

III[e] classe. Cette classe comprend les mécanismes dans lesquels le couple résistant dépend de facteurs technologiques aléatoires. Ce sont les mécanismes où le couple résistant varie surtout selon les propriétés des matériaux traités. La variation de la charge en fonction de la vitesse, du chemin ou du temps dans de tels mécanismes ne peut être exprimée analytiquement ou graphiquement. La charge varie dans le temps de façon accidentelle et sa nature ne peut être indiquée qu'approximativement. Parmi les mécanismes de cette classe il faut indiquer les concasseurs de pierres, les malaxeurs d'argile, les broyeurs à boulets, etc. Un représentant type de cette classe est également le défibreur qui transforme le bois en fibres pour la fabrication du papier.

Pour les mécanismes de cette classe on est obligé de faire le calcul en partant d'un certain couple moyen déterminé généralement par voie expérimentale. Lorsqu'on a obtenu la valeur du couple résistant moyen on peut utiliser pour la construction des diagrammes de charge la même méthode que pour les mécanismes de la première classe. Il est évident que dans ce cas on n'a pas besoin de

chercher des méthodes précises tenant compte des régimes transitoires.

La classification de certains mécanismes est indiquée dans le tableau 6-3.

Tableau 6-3

Classification de certains mécanismes selon la nature du couple résistant

Ière classe	IIe classe	IIIe classe
	Premier groupe	
Machine d'extraction de mine à câble équilibré	Pompe à piston	Machine à rectifier
Pont roulant	Presse à genouillère	Scie à bois
Ascenseur	Presse à forger	Marteau à friction
Courroie de convoyeur	Mécanismes à transmission par bielle-manivelle	Excavatrice
Laminoir	Cisailles à métaux	Malaxeur d'argile
Etau-limeur	Table oscillante	Défibreur
Machine à papier	Culbuteur	Broyeur à boulets
	Deuxième groupe	
Ventilateur	Basculeur	Mécanismes de forage rotatif
Aspirateur de fumée	Machine d'extraction de mine à cable non équilibré	
Compresseur centrifuge		
Centrifugeuse		
Hélice de navire		

Pour construire les diagrammes de charge d'un système de commande il faut connaître la nature des variations du couple résistant de la machine entraînée ainsi que les lois d'évolution des processus transitoires dans les moteurs électriques.

Il faut une fois de plus souligner la différence entre le diagramme de charge d'un mécanisme actionné et celui du moteur électrique.

On entend par diagramme de charge d'un mécanisme actionné la variation de son couple résistant statique en fonction du temps, c'est-à-dire $C_s = f(t)$. Dans le cas particulier de mouvement permanent lorsque $\frac{d\omega}{dt} = 0$, l'équation de mouvement du moteur électrique a la forme suivante: $C = C_s$. Dans ce cas le diagramme de charge du mécanisme actionné et du moteur électrique coïncident. Pour le calcul il faut seulement ramener les couples sur le même arbre. Dans le cas général, le diagramme de charge du moteur électrique

$C = \psi (t)$ diffère en principe du diagramme de charge du mécanisme actionné

$$C_s = f(t).$$

La variation de la charge, la mise du moter en circuit ou hors circuit, l'introduction d'une résistance dans le circuit du moteur, la variation de la tension appliquée, etc., provoquent la décélération ou l'accélération du moteur. Dans ce cas il fonctionne en régime transitoire. On a alors $\frac{d\omega}{dt} \neq 0$ et l'équation de mouvement du moteur comme indiqué plus haut a la forme suivante:

$$C = C_s + J \frac{d\omega}{dt}.$$

Cette équation est à la base de la construction des diagrammes de charge des moteurs de commande.

6-9. Diagrammes de charge d'un moteur électrique actionnant une machine d'extraction de mine

Il est commode de suivre la marche de construction des diagrammes de charge du moteur électrique pour les mécanismes de la première classe en examinant un mécanisme type tel qu'une machine d'extraction de mine avec un câble équilibré et une poulie de frottement.

La solution relativement simple des problèmes de dynamique du moteur de commande et certaines simplifications admissibles des relations qui prennent naissance lors des régimes transitoires permettent de construire de façon bien nette les diagrammes de charge de la machine d'extraction. Lors de la construction de ces diagrammes on admet que le couple du moteur au démarrage et au freinage garde une certaine valeur moyenne constante. A cela correspondent une accélération et une décélération constantes du moteur de commande et, par conséquent, une variation linéaire de la vitesse. Il est évident qu'avec ces simplifications nous nous écartons des conditions réelles, mais pour les besoins pratiques les résultats des calculs et des constructions sont bien suffisants.

Le schéma cinématique d'une machine d'extraction de mine avec un câble équilibré et une poulie de frottement est indiqué sur la fig. 6-22.

Sur ce dessin *I* et *II* sont les cages dans lesquelles la charge utile *G* monte ou descend; R_f est la poulie de frottement directement accouplée au moteur de commande; R_g sont des poulies de guidage.

Le câble qui embrasse la poulie de frottement est mis en mouvement par le moteur. Il est évident que le système fonctionnera seulement lorsque le câble ne patinera pas sur la poulie. Cette condition

est réalisée grâce au grand angle de la poulie embrassée par le câble. Cet angle est généralement compris entre 200 et 270°.

Afin de pouvoir tenir comptedans les calculs nécessaires à la construction des diagrammes de charge de l'influence des couples dynamiques qui apparaissent au cours du processus transitoire, on choisit préalablement la puissance approximative du moteur en se servant de la formule

$$P = kG'v \cdot 10^{-3}, \text{kW},$$

où v est la vitesse nominale, en m/s; $G' = G/\eta \approx 1{,}2G$ est la pesanteur conventionnelle, en N, qui tient compte du rendement de la machine d'extraction; $k = 1{,}2$ à 1,25 est un coefficient qui tient compte des couples dynamiques.

Lors du calcul du moment d'inertie total réduit du dispositif de commande il faut tenir compte du fait que le moment d'inertie du moteur et celui de la poulie de frottement sont directement additionnés puisqu'ils se trouvent sur le même arbre. Il faut ramener les moments d'inertie des poulies de guidage à l'arbre du moteur, car leurs vitesses sont différentes. De plus, il faut y ajouter le moment d'inertie réduit des masses soumises à un mouvement de translation.

Fig. 6-22. Schéma cinématique d'une machine d'extraction de mine à câble équilibré et poulie de frottement

Ayant alors adopté une accélération et une décélération correspondantes, il n'est pas difficile de trouver les valeurs des couples dynamiques.

En ce qui concerne le couple résistant son calcul ne présente pas de difficultés et se fait en partant de la formule

$$C_s = F_s R_{pf},$$

où R_{pf} est le rayon de la poulie de frottement; $F_s = 1{,}2\ G$, l'effort théorique sur la circonférence de la poulie.

Les poids des cages et du câble ne participent pas au calcul du couple résistant car ils sont équilibrés.

Sur la fig. 6-23 (en haut) on a représenté un diagramme approximatif de la vitesse du dispositif de commande $\omega = f(t)$ pour un cycle de travail donné par le rendement de la mine et l'équipement mécanique de la machine d'extraction. La durée d'un cycle comprend la durée d'accélération t_1, la durée de travail à vitesse constante t_2, la durée de décélération t_3 et la pause t_4 entre deux montées. Le fonc-

tionnement de la machine d'extraction comporte une série de tels cycles.

Au graphique de la vitesse du moteur de commande représenté sur la fig. 6-23,*a* correspond le graphique des accélérations indiqué sur la fig. 6-23,*b*. Lors du freinage la vitesse diminue et l'accélération devient négative; c'est pourquoi sur le graphique elle est indiquée sous l'axe des abscisses.

Fig. 6-23. Diagrammes de charge d'une machine d'extraction de mine avec un câble équilibré

L'accélération du moteur de commande étant considérée comme constante, le couple qui est

$$C_J = J\frac{d\omega}{dt}$$

est également constant. Pour la période de freinage t_3 ce couple est indiqué sous l'axe des abscisses (fig. 6-23,*c*).

Sur la fig. 6-23,*d* on a aussi porté le couple résistant $C_s = 1{,}2\ GR_{pf}$, invariable pendant toute la période de montée de la charge $(t_1+t_2+t_3)$.

La somme algébrique de deux couples donne le couple développé par le moteur.

Le graphique $C = f(t)$ de la fig. 6-23,*e* représente le diagramme de charge du dispositif de commande de la machine d'extraction.

Le couple du moteur en fonction du rapport du couple dynamique au couple statique pendant le freinage peut être positif ou négatif.

Sur la fig. 6-23,*f* on voit le diagramme de puissance sur l'arbre du moteur en fonction du temps. Il a été obtenu en multipliant les valeurs correspondantes du couple et de la vitesse; on sait que la puissance

$$P = C\omega\cdot 10^{-3},\ \text{kW}.$$

En se servant du diagramme $C = f(t)$ on vérifie la puissance ou le couple d'un moteur préalablement choisi d'après la formule (6-32). De plus, il faut vérifier le même moteur pour la charge admissible.

On trouve ci-dessous le calcul approximatif de la puissance d'un moteur destiné à une machine d'extraction de mine.

Exemple 6-1. Calculer la puissance des moteurs et construire les diagrammes de charge destinés à la commande d'une machine d'extraction avec câble équilibré et une poulie de frottement. Le rendement de la machine d'extraction est de 2 520 kN/h. La commande est réalisée par deux moteurs calés sur le même arbre avec la poulie de frottement.

Principales données:

Profondeur du puits $H = 915$ m.

Pesanteur de la charge utile $G = 58{,}8$ kN.

Pesanteur de chaque cage $G_{cage} = 47{,}75$ kN.

Pesanteur des berlines par cage $G_b = 29{,}4$ kN.

Pesanteur totale du câble principal et du câble d'équilibrage par mètre $G_{câb} = 106$ N/m.

Diamètre de la poulie de frottement $d_{pf} = 6{,}44$ m.

Pesanteur de la poulie de frottement $G_{pf} = 143$ kN.

Diamètre d'inertie de la poulie de frottement $D_{pf} = 0{,}67\ d_{pf}$.

Diamètre des poulies de guidage $d_{pg} = 5$ m.

Pesanteur de chaque poulie de guidage $G_{pg} = 47{,}5$ kN.

Diamètre d'inertie de la poulie de guidage $D_{pg} = 0{,}7\ d_{pg}$.

Vitesse nominale de la machine d'extraction $v_n = 16$ m/s.

Accélération lors de la montée $a_1 = 0{,}89$ m/s².

Décélération lors de la montée $a_3 = 1$ m/s².

Durée d'un cycle $t_c = 89{,}2$ s.

On tient compte du frottement en augmentant la charge utile de 20 %.

Solution. On choisit approximativement la puissance des moteurs d'après la formule

$$P_n = \frac{1{,}2Gv_n}{1000} = \frac{1{,}2\cdot 58{,}8\cdot 10^3\cdot 16}{1000} = 1130 \text{ kW}.$$

On tient compte au préalable de l'influence des couples dynamiques en introduisant un coefficient 1,25. On obtient ainsi la puissance requise des deux moteurs

$$P = 1{,}25P_n = 1130\cdot 1{,}25 \approx 1400 \text{ kW}.$$

On adopte comme puissance unitaire des moteurs 700 kW.

La vitesse nominale du moteur étant

$$\omega = \frac{2v_n}{d_{pf}} = \frac{2\cdot 16}{6{,}44} = 4{,}96 \text{ rd/s } (47{,}5 \text{ tr/mn}).$$

Pour un moteur de 700 kW tournant à 4,96 rd/s le moment d'inertie $J = 27{,}3\cdot 10^3$ kgm². Le moment d'inertie des deux moteurs $2J = 54{,}6\cdot 10^3$ kgm².

On détermine le couple résistant en fonction de la circonférence de la poulie de frottement

$$C_s = 1{,}2G\frac{d_{pf}}{2} = 1{,}2\cdot 58{,}8\cdot 3{,}22 = 227 \text{ kNm}.$$

Le diagramme de vitesse $n = f(t)$ pour un cycle de travail est donné sur la fig. 6-24.

La durée de l'accélération

$$t_1 = \frac{v_n}{a_1} = \frac{16}{0{,}89} = 18 \text{ s}.$$

Le chemin parcouru par la cage pendant l'accélération

$$h_1=\frac{a_1t_1^2}{2}=\frac{0,89\cdot 18^2}{2}=144,3 \text{ m}.$$

La durée de décélération

$$t_3=\frac{v_n}{a_3}=\frac{16}{1}=16 \text{ s}.$$

Le chemin parcouru par la cage durant la décélération

$$h_3=\frac{a_3t_3^2}{2}=\frac{1\cdot 16^2}{2}=128 \text{ m}.$$

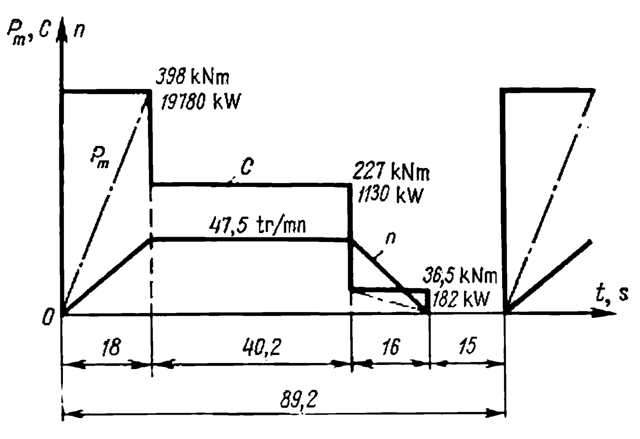


Fig. 6-24. Diagramme de charge d'une machine d'extraction de mine

Le chemin parcouru à vitesse permanente

$$h_2=H-h_1-h_3=915-144,3-128=642,7 \text{ m}.$$

La durée du mouvement à vitesse constante

$$t_2=\frac{h_2}{v_n}=\frac{642,7}{16}=40,2 \text{ s}.$$

La durée de la pause

$$t_4=t_c-t_1-t_2-t_3=89,2-18-40,2-16=15 \text{ s}.$$

Pour déterminer le couple dynamique cherchons le moment d'inertie commun du système ramené à l'arbre du moteur.

Le moment d'inertie de la poulie de frottement

$$J_{pf}=m_{pf}R_{pf}^2=\frac{143\cdot 10^3}{9,81\cdot 4}(0,67\cdot 6,44)^2=69,5\cdot 10^3 \text{ kgm}^2.$$

Le moment d'inertie de la poulie de guidage

$$J_{pg}=m_{pg}R_{pg}^2=\frac{47,5\cdot 10^3}{9,81\cdot 4}(0,7\cdot 5)^2=14,8\cdot 10^3 \text{ kgm}^2.$$

La vitesse de rotation de la poulie de guidage

$$\omega_{pg}=\frac{2v_n}{d_{pg}}=\frac{2\cdot 16}{5}=6{,}4 \text{ rd/s}.$$

Le moment d'inertie des deux poulies de guidage réduit à l'arbre des moteurs

$$2J_{pg}\left(\frac{\omega_{pg}}{\omega_m}\right)^2=2\cdot 14{,}8\cdot 10^3\left(\frac{6{,}4}{4{,}96}\right)^2=49{,}5\cdot 10^3 \text{ kgm}^2.$$

Le moment d'inertie total réduit des parties tournantes du système

$$J_1=(54{,}6+69{,}5+49{,}5)\,10^3=173{,}6\cdot 10^3 \text{ kgm}^2.$$

Le poids des parties du système qui effectuent un mouvement de translation

$$G_{tot}=G+2G_{cage}+2G_b+G_{câb}L_{câb},$$

où

$$L_{câb}\approx 2H+90=2\cdot 915+90=1\,920 \text{ m}$$

(les 90 mètres complémentaires tiennent compte de l'embrassement de la poulie de frottement et des poulies de guidage),

$$G_{tot}=58{,}8+2\cdot 47{,}75+2\cdot 29{,}4+0{,}106\cdot 1\,920=416{,}7 \text{ kN}.$$

Le moment d'inertie total réduit des masses du système effectuant un mouvement de translation

$$J_2=\frac{G_{tot}v_n^2}{9{,}81\omega_m^2}=\frac{416{,}7\cdot 16^2\cdot 10^3}{9{,}81\cdot 4{,}96^2}=442\cdot 10^3 \text{ kgm}^2;$$

le moment d'inertie réduit du système entier

$$J=J_1+J_2=(173{,}6+442)\,10^3=615{,}6\cdot 10^3 \text{ kgm}^2.$$

Le couple dynamique du système de commande lors de l'accélération

$$C_{J.\,ac}=J\frac{d\omega}{dt}=615{,}6\cdot 10^3\frac{4{,}96}{18}=171\cdot 10^3 \text{ Nm}=171 \text{ kNm}.$$

Le moment dynamique du système de commande lors de la décélération

$$C_{J.déc}=-J\frac{d\omega}{dt}=-615{,}6\cdot 10^3\frac{4{,}96}{16}=-190{,}5\cdot 10^3 \text{ Nm}=-190{,}5 \text{ kNm}.$$

Le couple développé par les moteurs $C=C_s+C_J$.
Accélération $t_1=18$ s; $C_1=227+171=398$ kNm.
Régime permanent $t_2=40{,}2$ s; $C_2=227$ kNm.
Décélération $t_3=16$ s; $C_3=227-190{,}5=36{,}5$ kNm.
Pause $t_4=15$ s; $C_4=0$.

A partir des données obtenues on a tracé sur la fig. 6-24 le diagramme de charge du système de commande $C=\psi(t)$ pour un cycle de travail.

On y a tracé aussi le graphique des puissances sur l'arbre des moteurs

$$P_m=C\omega\cdot 10^{-3}, \text{ kW}.$$

A partir du diagramme de charge on détermine le couple équivalent:

$$C_{éq}=\sqrt{\frac{398^2\cdot 18+227^2\cdot 40{,}2+36{,}5^2\cdot 16}{0{,}75\cdot 18+40{,}2+0{,}75\cdot 16+0{,}5\cdot 15}}=260 \text{ kNm};$$

0,5 et 0,75 sont des coefficients qui tiennent compte de la détérioration des conditions de ventilation.

La vérification du moteur à la surcharge donne :

$$\frac{C_1}{C_{éq}} = \frac{398}{260} = 1{,}52 < 2.$$

La puissance équivalente des deux moteurs

$$P_{éq} = C_{éq}\omega_n 10^{-3} = 260 \cdot 4{,}96 \cdot 10^{-3} = 1\,290 \text{ kW} < P_n = 1\,400 \text{ kW}.$$

Par conséquent le moteur satisfait aux conditions d'échauffement et de surcharge temporaire.

6-10. Fonctionnement d'un moteur électrique avec volant sous une charge dynamique

Les diagrammes de charge de certains mécanismes représentent des périodes alternantes d'augmentation et de diminution brusques de la charge. Parmi ces mécanismes à charge dite dynamique il faut classer les marteaux-pylons, les presses, les pompes à piston, les

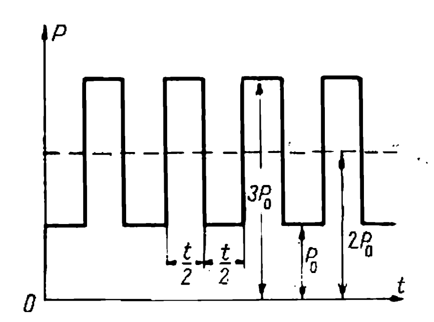


Fig. 6-25. Graphique de travail d'un mécanisme à charge dynamique

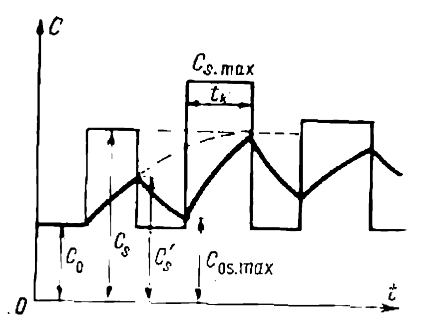


Fig. 6-26. Diagramme de charge d'un laminoir

laminoirs, etc. Les fig. 6-25 et 6-26 montrent les diagrammes de charge de ce type. Le lissage de la charge dynamique subie par le moteur peut être assuré par un accroissement artificiel du moment d'inertie du système de commande en installant un volant. Dans les dispositifs de commande électrique à volant pendant la période de fort accroissement de la charge une partie de celle-ci est reçue par le moteur électrique et l'autre par le volant. Ceci peut se produire aux dépens de la vitesse du dispositif de commande pendant la pointe de charge qui conduit à ce qu'une partie de l'énergie cinétique emmagasinée par le volant est transmise à l'arbre de la commande. Lorsque la vitesse passe de ω_1 à ω_2, l'énergie du volant livrée à l'arbre du dispositif de commande est :

$$A = \frac{J(\omega_1^2 - \omega_2^2)}{2}, \text{ joules.} \qquad (6\text{-}60)$$

Pendant la période de diminution de la charge, lorsque la vitesse du moteur augmente, la réserve d'énergie cinétique dans le volant croît de nouveau.

La charge dynamique qui engendre des variations du couple et du courant du moteur provoque aussi un accroissement des pertes variables dans le moteur et dans le réseau puisque ces pertes sont proportionnelles au carré du courant. La régularisation du graphique de la charge permet de réduire ces pertes. Nous allons montrer tout cela avec un exemple. Sur la fig. 6-25 on a représenté le graphique de travail d'un mécanisme à charge dynamique $P = f(t)$. Admettons que la durée d'un cycle comprenne deux parties égales $\left(\frac{t}{2}\right)$ et que pendant la première moitié du temps, lors de la pointe de la charge, la puissance soit 3 fois supérieure à puissance à vide P_0. La tension du réseau étant constante, les pertes variables seront proportionnelles au carré de la puissance et, par exemple, pour le graphique de la fig. 6-25, durant un cycle elles seront :

$$Q_1 = c\,(3P_0)^2\,\frac{t}{2} + cP_0\,\frac{t}{2} = 5P_0^2ct,$$

où c est un coefficient de proportionnalité.

Si l'on pouvait régulariser complètement le graphique jusqu'à une certaine valeur moyenne $P_{\text{moy}} = \frac{3P_0 + P_0}{2} = 2P_0$, les pertes au cours d'un cycle seraient :

$$Q_2 = c\,(2P_0)^2\,t = 4P_0^2ct.$$

De cette façon la régularisation du graphique de la charge aurait permis de diminuer les pertes de 20 %. Avec une irrégularité du graphique plus grande la diminution des pertes après sa régularisation serait encore plus importante.

Grâce à ces circonstances lorsque l'installation est dotée d'un volant, on peut choisir un moteur de puissance nominale et de couple de surcharge plus petits.

Examinons maintenant le problème de répartition réelle de la charge entre le moteur et le volant et déterminons la valeur du moment d'inertie nécessaire au lissage de la charge dynamique. La fig. 6-26 montre le diagramme de charge d'un laminoir qui nous permettra de résoudre les problèmes indiqués. Les pointes de charge correspondent au passage du métal entre les cylindres du laminoir. Le nombre de passages dépend du type du laminoir et atteint 15 à 20 pour un lingot laminé.

La fig. 6-26 montre seulement une partie du diagramme de charge.

Le couple à vide C_0 correspond aux pertes par frottement dans les paliers du laminoir.

Le couple de laminage, restant constant au cours de chaque passe, varie d'une passe à l'autre et pour cette raison il faut résoudre

le problème en plusieurs temps ou par rapport à l'un de ces temps lorsque l'on a préalablement déterminé la portion que cela concerne. Si l'on néglige les phénomènes électromagnétiques dans le moteur et que l'on admette que sa caractéristique est linéaire, le couple développé par le moteur en fonction du temps pour chaque période du travail est déterminé de la façon suivante : lors de l'accroissement de la charge

$$C = C_s (1 - e^{-t/T_M}) + C_0 e^{-t/T_M}\,; \tag{6-61}$$

lors de la diminution de la charge

$$C = C_0 (1 - e^{-t/T_M}) + C_s' e^{-t/T_M}. \tag{6-62}$$

La fig. 6-26 indique les valeurs des couples faisant partie de ces équations. La grandeur T_M indiquée plus haut est la constante électromécanique de temps.

La variation de la charge du moteur a lieu suivant des courbes exponentielles et cela correspond à la répartition de la charge entre le moteur et le volant indiquée sur la fig. 6-27. Les portions hachurées affectées du signe « — » désignent l'énergie livrée par le volant et celles affectées du signe « + », l'énergie complémentaire venant du moteur au volant.

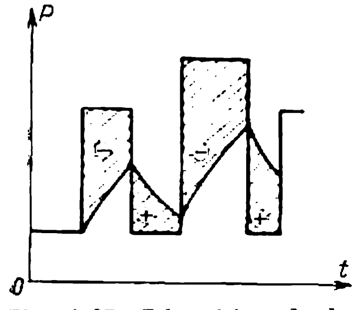


Fig. 6-27. Répartition de la charge entre le moteur et le volant

On calcule le moment d'inertie du volant en admettant qu'au point de surcharge maximale le moteur doit développer un couple maximal égal au produit du couple nominal du moteur C_n par son coefficient de surcharge λ.

Il faut ensuite prendre en considération la valeur du couple de charge ainsi que la durée de la passe. Sur la fig. 6-26 le couple maximal est atteint à la $k^{\text{ème}}$ portion avec un couple de charge $C_{s.\,max}$.

Cette portion du diagramme de charge est la portion initiale permettant de déterminer le moment d'inertie.

Pour la fin de la période de charge à couple maximal $C_{s.\,max}$ et à durée déterminée t_k l'équation suivante sera valable :

$$C = C_n\lambda = C_{s.\,max} (1 - e^{-t_k/T_M}) + C_{os.\,max} e^{-t_k/T_M}, \tag{6-63}$$

où $C_{os.\,max}$ est le couple du moteur au commencement de la période de charge maximale (fig. 6-26). Ce couple peut être adopté approximativement comme étant égal à C_0.

En résolvant l'équation (6-63) par rapport à $\frac{t_k}{T_M}$, on obtient :

$$\frac{t_k}{T_M}=\ln\frac{C_{s.\,max}-C_{os.\,max}}{C_{s.\,max}-\lambda C_n}.$$

Puisque

$$T_M=\frac{J\omega_0 g_n}{C_n},$$

on trouve l'expression cherchée pour la valeur du moment d'inertie rapporté au système de commande :

$$J=\frac{C_n t_k}{\omega_0 g_n \ln\frac{C_{s.\,max}-C_{os.\,max}}{C_{s.\,max}-\lambda C_n}}. \tag{6-64}$$

Pour déterminer le moment d'inertie du volant il faut retrancher de la valeur obtenue par la dernière expression la valeur du moment d'inertie réduit des parties mobiles de la commande y compris le rotor du moteur.

Afin de diminuer le volant on augmente généralement un peu le glissement nominal du moteur g_n car si ce dernier a une caractéristique mécanique rigide, l'énergie livrée par le volant sera petite étant donné le faible écart de vitesse. Mais une forte diminution de la vitesse réduit le rendement du mécanisme et pour cette raison le glissement admissible g_n généralement ne dépasse pas 10 à 12 % et le glissement maximal n'est pas supérieur à 20 %.

6-11. Fonctionnement du moteur asynchrone avec un régulateur de glissement

L'utilisation des moteurs à glissement augmenté permet de diminuer les dimensions du volant mais entraîne une diminution de la vitesse moyenne du groupe de commande et par conséquent une réduction du rendement du mécanisme entraîné. De plus, les pertes d'énergie dans le rotor du moteur augmentent lorsqu'une résistance complémentaire est connectée de façon permanente au rotor. D'autre part, l'utilisation de masses d'inertie lors du fonctionnement avec une résistance rotorique branchée de façon permanente n'est pas totale et le graphique de la charge n'est pas régularisé complètement, ce que l'on voit sur la fig. 6-27.

Pour éliminer ces défauts on tend à créer des dispositifs de commande avec régulateur de glissement (de charge) qui permettent de régler automatiquement la valeur du glissement en fonction de la charge appliquée à l'arbre du moteur, ce qui fait que la charge est presque complètement régularisée.

Il existe deux types de régulateurs de glissement : l'un à liquide, l'autre à contacteur. Ces régulateurs sont des rhéostats insérés dans le circuit rotorique du moteur asynchrone. Le régulateur à liquide

est un rhéostat avec électrodes qu'on écarte lors d'accroissement de la charge à l'aide d'un petit moteur auxiliaire dont le couple est proportionnel à la charge du moteur principal. Le schéma de principe d'un régulateur à liquide est indiqué sur la fig. 6-28.

Les bagues de frottement du moteur asynchrone *1* sur l'arbre duquel est calé le volant *2* sont réunies aux électrodes fixes. La résistance de la colonne de liquide entre les électrodes fixes *3* et les électrodes mobiles *4* varie en fonction de la position de ces dernières. Le

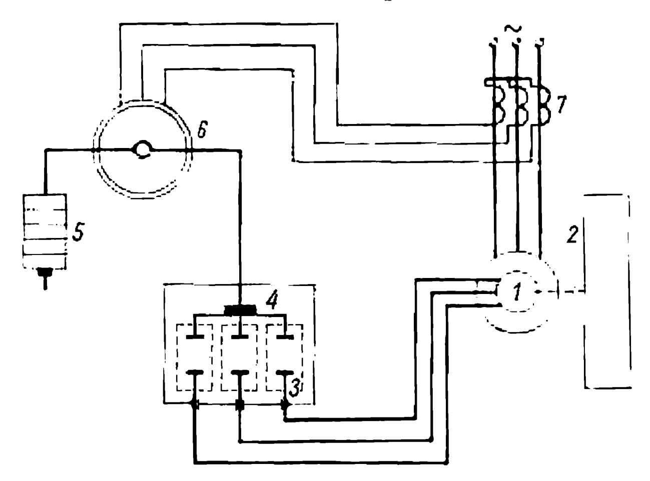


Fig. 6-28. Schéma de principe d'un régulateur de glissement à liquide

poids de la traverse portant les électrodes est partiellement équilibré par la charge *5* qui se trouve à l'autre bout du levier solidaire du moteur auxiliaire à rotor en court-circuit *6*. Ce moteur crée un couple dirigé dans le même sens que la charge. Le moteur auxiliaire est alimenté par l'enroulement secondaire du transformateur d'intensité *7* branché dans le circuit statorique du moteur principal. Lorsque la charge appliquée au moteur principal augmente, le courant dans l'enroulement primaire du transformateur d'intensité augmente, ce qui provoque un accroissement de la tension aux bornes du moteur auxiliaire. Ce dernier fonctionnant en régime de court-circuit, vu l'accroissement du couple, tournera d'un certain angle en soulevant les électrodes supérieures. La valeur de la résistance du régulateur est limitée par la distance entre les électrodes, elle est maximale lorsque les électrodes mobiles se trouvent en position extrême haute et minimale, voisine de zéro, lorsque les électrodes sont proches l'une de l'autre. Les électrodes se rapprochent sous l'action du poids de la traverse portant les électrodes mobiles, la diminution de la charge du moteur (et du courant statorique) provoquant une dimi-

nution du couple du moteur auxiliaire. On fixe la valeur du courant statorique du moteur principal pour laquelle des électrodes commencent à s'écarter par réglage de la charge *5*.

Lorsque le couple du moteur $C = kC_n$, où $k > 1$, une résistance est insérée dans le circuit rotorique. A l'accroissement du couple résistant au delà de la valeur indiquée correspond un passage progressif du moteur d'une caractéristique rhéostatique à une autre, le couple du moteur $C = kC_n$ étant constant. La fig. 6-29 donne les

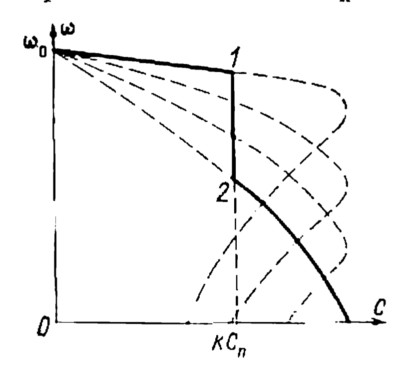


Fig. 6-29. Caractéristiques d'un moteur asynchrone fonctionnant avec un régulateur de glissement à liquide

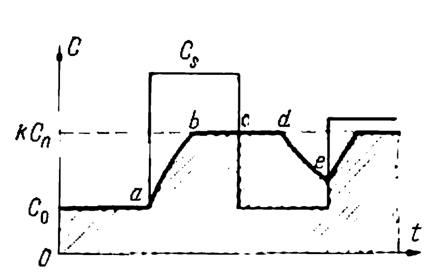


Fig. 6-30. Diagramme de charge d'un moteur asynchrone fonctionnant avec un régulateur de glissement à liquide

caractéristiques d'un moteur asynchrone fonctionnant avec un régulateur de glissement à liquide. Lorsque la charge augmente la vitesse du moteur diminue suivant la droite *1-2*, ce qui correspond à une libération intense d'énergie par le volant. Lors de la diminution de la charge la vitesse est rétablie et le volant emmagasine de nouveau de l'énergie.

Le diagramme de charge d'une commande de laminoirs fonctionnant avec un régulateur à liquide pour une portion de graphique normale est donné par la fig. 6-30.

En début de charge le moteur travaille d'après sa caractéristique naturelle et son couple varie d'après l'équation $C = C_s(1 - e^{-t/T_M}) + C_0 e^{-t/T_M}$, cela correspond à la portion de la courbe exponentielle *ab*.

Lorsque le couple atteint la valeur $C = kC_n$, le régulateur de glissement intervient et le moteur fonctionne à couple constant (portion *bc*). Ensuite, durant la période de marche sans charge le couple du moteur reste constant (portion *cd*) jusqu'au moment où la vitesse est rétablie à la valeur pour laquelle le régulateur de glissement est entré en jeu, car c'est à cette vitesse seulement que le moteur revient à sa caractéristique naturelle. Pour simplifier les choses nous négligerons la différence entre les courants de décollage du

moteur auxiliaire. Ensuite, pour la portion *de* le couple du moteur diminue d'après la loi

$$C = C_0 (1 - e^{-t/T_M}) + kC_n e^{-t/T_M}.$$

Pour la pointe de charge suivante le tableau de travail du moteur sera analogue. La zone hachurée sur la fig. 6-30 correspond à cette partie de la charge qui est supportée par le moteur.

Un régulateur à liquide est encombrant et n'est pas suffisamment sensible.

Pour cette raison dans les installations de commande où les pointes de charge alternent rapidement avec la marche à vide, on utilise un régulateur de glissement (de charge) à contacteurs. Le régulateur à contacteurs et le régulateur à liquide diffèrent en ceci que dans le premier la résistance insérée dans le circuit rotorique varie par gradins et non progressivement comme dans le régulateur à liquide. En pratique on utilise surtout des régulateurs à contacteurs à un ou à deux temps. Ces régulateurs ne peuvent pas maintenir constant le couple résistant appliqué au moteur vu la variation échelonnée de la résistance. Le réglage du régulateur est réalisé de façon que les oscillations du couple moteur varient dans certaines limites comprises entre C_1 et C_2. La fig. 6-31 donne le diagramme de charge d'un moteur asynchrone doté d'un régulateur de glissement à un seul temps. En début de charge le couple du moteur varie suivant la loi

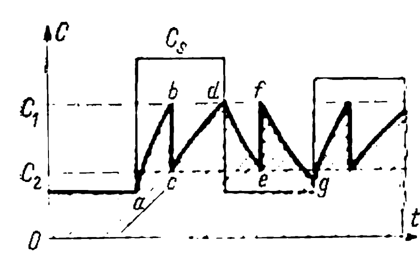


Fig. 6-31. Diagramme de charge d'un moteur asynchrone doté d'un régulateur de glissement à contacteurs fonctionnant à un seul temps

$$C = C_s (1 - e^{-t/T_M}) + C_0 e^{-t/T_M},$$

ce qui correspond à la portion de la courbe exponentielle *ab*. Ensuite lorsque le couple atteint la valeur C_1, le régulateur à contacteurs introduit dans le circuit rotorique une résistance additionnelle qui fait que le couple diminue directement suivant la droite *bc* jusqu'à C_2. Ensuite, dans la portion *cd* le couple augmente suivant la courbe

$$C = C_s (1 - e^{-t/T'_M}) + C_2 e^{-t/T'_M}.$$

Il est à noter que $T'_M > T_M$ car la résistance du circuit rotorique a augmenté grâce à l'introduction de la résistance additionnelle. En marche à vide le couple du moteur dans la portion *de* diminue suivant la courbe

$$C = C_0 (1 - e^{-t/T'_M}) + C_1 e^{-t/T'_M}.$$

On admet généralement que les valeurs des pointes du couple moteur (*b* et *d*) sont égales. Lorsque le couple atteint la valeur C_2, la résistance additionnelle est shuntée et le couple augmente directement suivant la droite *ef* jusqu'à la valeur C_1. Dans la dernière portion *fg* le couple diminue suivant la courbe :

$$C = C_0 (1 - e^{-t/T_M}) + C_1 e^{-t/T_M}.$$

Ensuite, le même régime de travail du moteur de commande se répète.

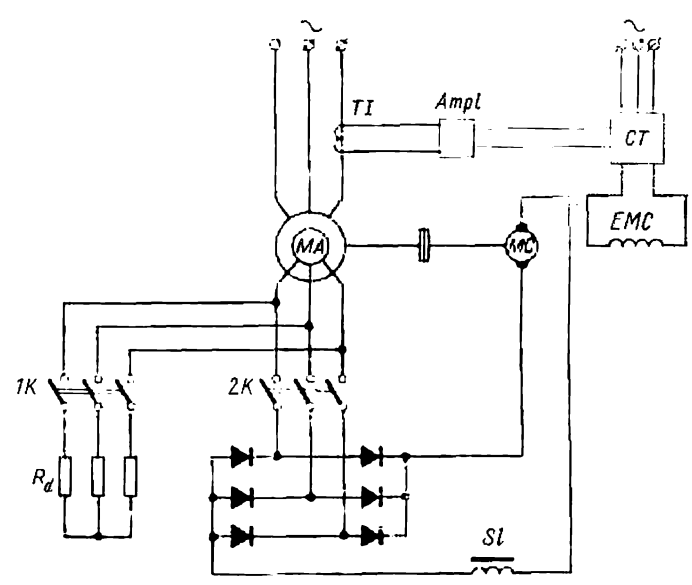


Fig. 6-32. Schéma de principe d'un régulateur de glissement :
TI — transformateur d'intensité ; *Ampl* — amplificateur ; *CT* — convertisseur à thyristors ; R_d—résistance de démarrage ; *Sl* — self de lissage

Le diagramme de charge se caractérise par les courbes $C_s = f(t)$ et $C = f_1(t)$ (fig. 6-31), où l'aire hachurée correspond à la charge supportée par le moteur.

L'emploi du régulateur de glissement à contacteurs assure à la commande une plus grande rapidité de réponse, mais pour des pointes de charge répétées la cadence des mises en marche des contacteurs s'élève, ce qui nuit à la fiabilité du système. En outre le défaut commun de ces régulateurs est leur faible rendement par suite de la perte d'énergie de glissement dans le circuit rotorique.

Un régulateur de glissement plus perfectionné, adapté aux mécanismes travaillant avec un diagramme de charge particulièrement variable, peut être réalisé suivant le montage en cascade asynchrone à groupe tournant et soupapes ou à soupapes.

Le schéma de principe d'un de ces régulateurs est donné sur la fig. 6-32. C'est une cascade électromécanique d'un moteur asynchrone *MA* avec une machine à courant continu *MC* montés sur un arbre commun; son principe de fonctionnement a été décrit en détail au chapitre IV. Dans ce schéma le contrôle de la vitesse du moteur asynchrone en fonction de la variation de sa charge est réalisé automatiquement. Comme au cas schématisé sur la fig. 6-28, le circuit statorique du moteur comporte un transformateur d'intensité *TI* qui délivre sa tension secondaire à l'amplificateur *Ampl.* Celui-ci contrôle le convertisseur à thyristors *CT* alimentant l'enroulement d'excitation du moteur *MC*. L'amplificateur est doté en outre d'un régulateur pilote permettant d'accorder le courant statorique du moteur asynchrone à la charge attendue.

A vide, le moteur asynchrone n'est pas chargé et la tension enlevée au transformateur *TI* est inférieure à la valeur de consigne correspondant à la charge moyenne. Le convertisseur à thyristors est alors bloqué et le courant d'excitation du moteur est nul, tandis que la vitesse du groupe est maximale. Lorsque l'arbre du groupe est en charge dont la valeur est sensiblement supérieure au couple nominal du moteur asynchrone, la tension du signal devient d'abord égale et puis supérieure à la tension de consigne, le convertisseur à thyristors se débloque, le courant d'excitation du moteur à courant continu croît et la vitesse du groupe diminue. De plus, le courant redressé est maintenu au niveau prescrit et la puissance enlevée au réseau reste approximativement constante.

Dans ce système, l'induit de la machine à courant continu joue le rôle de volant. L'énergie de glissement n'y est pas perdue mais restituée à l'arbre du moteur.

La mise en vitesse du groupe est effectuée à l'aide d'une résistance de démarrage R_d que l'on élimine dès que la vitesse de rotation atteint une valeur voisine de la vitesse à vide, le rotor est alors couplé au pont redresseur. Parmi les défauts de ce montage en cascade à machines et soupapes il faut mentionner la nécessité d'installer une machine supplémentaire à courant continu montée sur l'arbre du moteur asynchrone ainsi qu'une rapidité de réponse moindre, s'expliquant par la régulation s'effectuant dans le circuit inducteur.

Il est aussi possible d'utiliser comme régulateur, dans le cas de charge très variable, le montage en cascade à soupapes. Il est alors inutile d'installer une machine supplémentaire à courant continu. La réponse de commande est ainsi très élevée. Toutefois il exige un système de contrôle plus compliqué, le nombre de thyristors de l'onduleur beaucoup plus élevé et la dépense plus grande de puissance réactive. La méthode d'établissement de diagrammes de charge des moteurs de commande, applicables aux mécanismes industriels types, exposée ci-dessus, permet de résoudre des problèmes analogues dans d'autres cas plus ou moins compliqués.

DEUXIÈME PARTIE

Commande automatique des moteurs électriques

Introduction

La commande des moteurs électriques consiste à réaliser le démarrage, le réglage de vitesse, le freinage, l'inversion du sens de marche ainsi que le maintien du régime de leur fonctionnement conformément aux exigences du processus technologique.

Dans les cas les plus simples, le démarrage, le réglage de la vitesse et le freinage se font à l'aide d'appareils actionnés à la main: interrupteurs à couteaux, interrupteurs rotatifs, rhéostats de démarrage et de réglage, combinateurs. L'utilisation de ces appareils implique une perte de temps supplémentaire et, par conséquent, réduit la productivité de la machine surtout lorsque son fonctionnement est lié à des démarrages fréquents ou à un réglage de vitesse. De plus, l'emploi des appareils actionnés à la main exclut la commande à distance, ce qui est inconcevable dans de nombreuses installations automatiques modernes. Pour les systèmes puissants la commande manuelle devient difficile et parfois même impossible vu les grands efforts qui seraient alors nécessaires pour assurer la commutation des appareils.

La nécessité d'éliminer les défauts de la commande manuelle a conduit à la création des appareils de commande automatique. La commande automatique des moteurs électriques est l'une des conditions primordiales de l'accroissement de la productivité des machines et de la fabrication de produits de haute qualité. Pour commander les moteurs électriques on utilise:

— des appareils où les principaux éléments sont différents relais, contacteurs, etc.;

— des amplificateurs rotatifs combinés avec des appareils à relais et contacteurs; dans de nombreux cas les amplificateurs rotatifs et les régulateurs remplacent les appareils de commande et permettent la commande continue du moteur électrique;

— des amplificateurs magnétiques qui permettent également de réaliser la commande continue;

— des appareils électroniques et ioniques combinés avec des appareils à relais et contacteurs (on y utilise surtout les convertisseurs ioniques, les tubes électroniques, les appareils à semi-conducteurs).

De plus, pour une plus grande fiabilité de fonctionnement de la commande électrique on utilise de plus en plus des dispositifs sans contacts au lieu d'appareils à relais et contacteurs.

A l'heure actuelle les appareils automatiques à relais et contacteurs sont les plus répandus. Mais dans de nombreux cas ils ne peuvent plus répondre à toutes les exigences que les processus intenses de production moderne présentent à la commande électrique.

Cela explique l'apparition de nouveaux moyens d'automatique tels que les amplificateurs rotatifs et les amplificateurs électroniques et ioniques, ainsi que les amplificateurs magnétiques.

L'emploi des soupapes à semi-conducteurs commandées (thyristors) au lieu de convertisseurs rotatifs et des amplificateurs est très prometteur. A l'heure actuelle on fabrique des thyristors allant jusqu'à 300 A et prévus pour une tension de service de 1000 V. Les thyristors se distinguent par leurs dimensions et poids réduits, leurs pertes faibles et leur gain d'amplification élevé. Les calculatrices à action continue ou discontinue ainsi que les dispositifs à programme pour la commande des moteurs trouvent leur emploi dans les systèmes de commande complexes.

On distingue des systèmes à cycles de commande dits à boucle ouverte et à boucle fermée.

Les systèmes à cycle de commande à boucle ouverte (systèmes ouverts) se caractérisent par le fait que la variation des effets perturbateurs (par exemple, de la charge appliquée à l'arbre du moteur) provoque une sensible variation du régime de fonctionnement précédemment prescrit du moteur.

En plus des systèmes à cycle de commande à boucle ouverte au cours de ces dernières années on utilise de plus en plus les systèmes à cycle de commande à boucle fermée (systèmes fermés) ou systèmes automatiques proprement dits. Dans ces systèmes on peut indépendamment de l'état des perturbations maintenir le régime de fonctionnement du moteur de commande prescrit. Dans les systèmes de commande automatique à boucle fermée lors du démarrage, du freinage ou du réglage de la vitesse du moteur on peut assurer la variation continue (non échelonnée) du courant et de la vitesse selon la loi requise. A cette fin on peut utiliser des dispositifs rotatifs, électroniques et ioniques ainsi que des amplificateurs magnétiques ou à semi-conducteurs.

Les systèmes de commande automatique à boucle fermée sont plus perfectionnés que les systèmes à boucle ouverte, mais aussi plus compliqués.

CHAPITRE VII

SYSTÈMES DE COMMANDE AUTOMATIQUE À BOUCLE OUVERTE

7-1. Représentation et désignation des éléments des schémas de commande automatique

Pour la commande automatique des moteurs électriques on utilise différents appareils: contacteurs, disjoncteurs automatiques, régulateurs, relais, boutons-poussoirs, interrupteurs de position, les éléments logiques statiques, ainsi que différents appareils et machines électriques auxiliaires. Chacun de ces appareils comprend plusieurs éléments: un système électromagnétique qui crée l'effort de traction voulu, des contacts principaux et auxiliaires, etc. A l'aide de fils, différents appareils et leurs éléments sont réunis électriquement dans un système général appelé à réaliser les opérations requises dans un ordre déterminé.

Les systèmes modernes de commande automatique comprennent des dizaines et parfois des centaines d'éléments, ce qui entraîne des difficultés non seulement dans l'étude des schémas mais encore dans la lecture des schémas établis. Pour cette raison le traçage des schémas doit se faire d'après un système déterminé qui facilite leur lecture.

Tout d'abord notons la division des circuits rencontrés sur les schémas en circuits de courant principal et circuits auxiliaires. Parmi les *circuits de courant principal* il faut classer les circuits de puissance des moteurs et des générateurs.

Pour faciliter la lecture des schémas les circuits de courant principal sont tracés en gras. Les *circuits auxiliaires* comprennent les circuits de commande auxquels sont connectés les bobines des contacteurs et des relais, les contacts des relais, les contacts auxiliaires des contacteurs ainsi que d'autres éléments d'appareillage.

De plus, au circuit auxiliaire se rapportent les circuits de protection, de signalisation ainsi que les circuits liés à des verrouillages spéciaux entre différents moteurs de commande. Les circuits auxiliaires sont représentés en traits fins.

Afin de faciliter la lecture des schémas lors des travaux de montage et de réparation, ainsi que lors du réglage on utilise en exploitation deux types de schémas.

1. Le *schéma de principe* comprend la représentation des éléments de tous les appareils et machines. Les éléments sont disposés sur le schéma de façon à faciliter la lecture de celui-ci et non selon leur disposition spatiale réelle, c'est-à-dire que divers éléments

conducteurs du courant des appareils et des machines sont indiqués conformément à leur position dans le circuit électrique indépendamment de la liaison cinématique ou constructive de ces éléments.

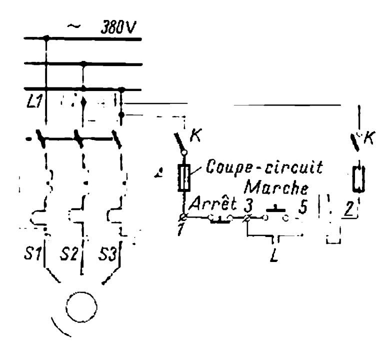


Fig. 7-1. Schéma de principe de la commande d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit

Chaque élément dans le schéma de principe a son signe graphique conventionnel. De plus, chaque appareil a une désignation littérale indiquant ses fonctions et qui se retrouve pour tous les éléments de l'appareil donné. Ainsi, sur le schéma de la fig. 7-1 le contact du contacteur de ligne est désigné par la lettre *L*. Les autres éléments, par exemple la bobine du contacteur, doivent porter la même désignation sur le schéma.

Exemples de désignations littérales d'appareils :

1. *Contacteurs*

L — contacteur de ligne ;
Av — contacteur *Avant* ;
Ar — contacteur *Arrière* ;
F — contacteur de freinage ;
CA — contacteur d'accélération.

2. *Relais*

RP — relais intermédiaire ;
RT — relais temporisé ;
RM — relais à maximum ;
RTH — relais thermique ;
RA — relais d'accélération ;
RU — relais de tension ;
RI — relais d'intensité de courant ;

3. *Appareils de commande*

KP — interrupteur de position ;
KF — interrupteur de fin de course ;
KK — combinateur auxiliaire de commande ;
BA — bouton d'arrêt urgent.

2. Le *schéma de montage* indique la répartition des fils de puissance et des fils des circuits auxiliaires ainsi que leurs section, marque et mode de montage.

Dans les schémas de montage la disposition des appareils individuels, des appareillages de mesure ainsi que des éléments d'un même appareil est généralement donnée selon leur position réelle. La fig. 7-2 indique le schéma de montage du panneau de commande du moteur asynchrone représenté sur le schéma de principe de la fig. 7-1. La partie droite du dessin indique le *schéma de connexions extérieures* du panneau avec le moteur et la boîte à boutons de commande et la fig. 7-3 montre la face de ce panneau de commande. Il

est évident que le schéma de montage doit être tracé conformément au schéma de principe.

Sur le schéma les contacts de fermeture et d'ouverture des appareils électriques sont représentés dans la position qu'ils occupent lorsqu'on met hors tension les bobines de ces appareils ou en l'ab-

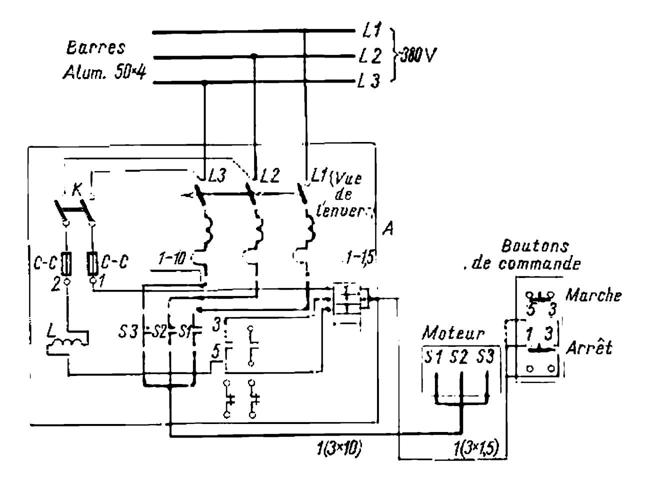


Fig. 7-2. Schéma de montage du panneau de commande d'un moteur asynchrone et schéma de connexions extérieures

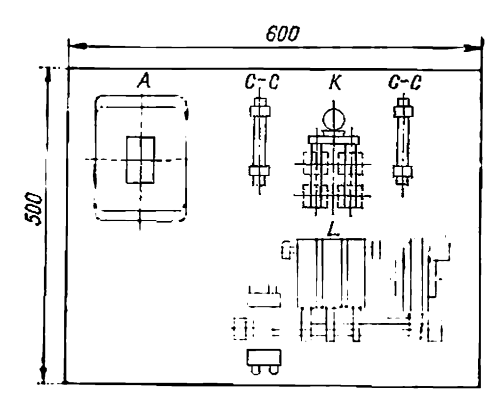


Fig. 7-3. Face du panneau de commande d'un moteur asynchrone

sence d'une action mécanique sur le système de contacts, par exemple, en l'absence de courant dans les bobines des relais et des contacteurs, en l'absence de pression sur le bouton, lorsqu'un appareil de commande se trouve dans la position zéro, etc.

7-2. Principes de commande automatique du démarrage des moteurs électriques

L'automatisation du démarrage facilite beaucoup la commande des moteurs électriques, prévient les erreurs éventuelles lors du démarrage et contribue à augmenter la productivité des machines actionnées surtout en service intermittent.

L'automatisation est réalisée de la manière la plus simple dans le moteur asynchrone à rotor en court-circuit, où la commande du démarrage se ramène dans la plupart des cas à la mise directe du moteur sous tension du réseau.

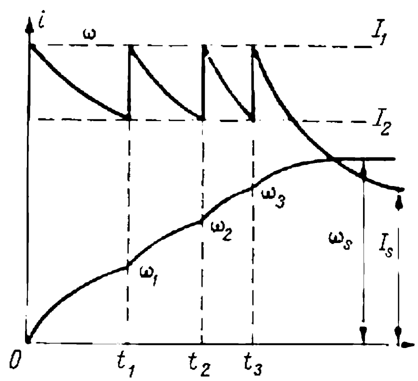


Fig. 7-4. Diagramme de démarrage d'un moteur à trois échelons de résistance de démarrage

Pour les autres moteurs il faut le plus souvent mettre progressivement hors circuit les résistances de démarrage qui règlent l'intensité du courant de démarrage dans les limites admissibles. Le démarrage des moteurs synchrones et des puissants moteurs asynchrones à rotor en court-circuit est parfois réalisé par commutation du stator avec passage d'une tension réduite à la tension nominale.

L'étude des schémas de commande des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones à rotor bobiné part des conditions de démarrage requises.

La fig. 7-4 représente le diagramme de démarrage d'un moteur à trois échelons de résistance de démarrage. Ce diagramme a été construit en partant des conditions de variation du courant dans certaines limites prescrites comprises entre I_1 et I_2. Le démarrage du moteur selon ce diagramme peut être fait manuellement ou automatiquement. Si le démarrage est obtenu à l'aide d'un rhéostat manuel, la commutation de résistances se fait en observant les indications des ampèremètres dans le circuit d'induit.

La commande automatique permet d'observer de façon plus précise les conditions de démarrage et libère l'homme d'opérations fatigantes.

Examinons d'abord en fonction de quelles grandeurs on peut réaliser le démarrage automatique d'un moteur.

Il résulte des diagrammes de la fig. 7-4 que le débranchement des échelons de résistance doit avoir lieu à une vitesse déterminée du moteur (ω_1, ω_2, et ω_3), à une intensité déterminée du courant I_2 et à des intervalles de temps déterminés (t_1, t_2 et t_3). Il est évident que

la commande du démarrage peut être réalisée: 1) en fonction de la vitesse; 2) en fonction du courant; 3) en fonction du temps. Parfois la commande du moteur se fait en fonction du chemin parcouru.

Les diagrammes de la fig. 7-4 montrent le processus de démarrage lors de la commande par paliers réalisée à l'aide de relais et contacteurs dans les schémas d'un cycle de commande à boucle ouverte. Nous allons examiner les principes fondamentaux de la commande automatique en partant des systèmes ouverts. Les systèmes fermés seront examinés au chapitre VIII.

7-3. Commande en fonction de la vitesse

La commande en fonction de la vitesse exige le contrôle de la vitesse suivi d'action sur l'appareil correspondant. Les relais fonctionnant directement en liaison avec la vitesse, par exemple, les relais centrifuges, sont utilisés assez rarement dans les schémas de commande de démarrage des moteurs. Cela s'explique par leur construction relativement complexe et leur fiabilité insuffisante. On peut mesurer la vitesse par méthode électrique à l'aide de petites génératrices tachymétriques réunies à l'arbre du moteur. Mais une telle génératrice supplémentaire lorsqu'elle s'impose rend le schéma plus complexe. Pour cette raison on mesure souvent la vitesse du moteur indirectement d'après certains autres paramètres qui lui sont liés de façon univoque. Pour les moteurs à courant continu ce paramètre est la f.é.m. du moteur et pour les moteurs synchrones et asynchrones à bagues c'est la fréquence du courant dans le rotor.

La tension qui dépend de la f.é.m. est appliquée aux bobines des relais ou des contacteurs, qui, pour une valeur déterminée de cette f.é.m., réalisent la commutation des résistances de démarrage dans l'ordre requis.

La fig. 7-5 présente le schéma de démarrage automatique d'un moteur à courant continu à excitation en dérivation en fonction de la f.é.m.

Chaque contacteur d'accélération du schéma est réglé pour une valeur déterminée de la tension d'attraction. A l'instant initial de démarrage la tension aux bornes des contacteurs d'accélération est égale à la seule chute de tension dans le circuit d'induit, car $e = k\omega\Phi = 0$. Au fur et à mesure que la vitesse de rotation du moteur augmente sa f.é.m. croît. Pour une vitesse déterminée ω_1 (fig. 7-4) la tension aux bornes de la bobine du contacteur *1CA* (fig. 7-5) est suffisante pour que le contacteur ferme ses contacts. De cette façon le premier échelon de résistance est court-circuité. Les contacteurs *2CA* et *3CA* ne fonctionnent pas encore car ils sont réglés pour une tension d'attraction plus élevée. Dès que la vitesse du moteur atteint la valeur ω_2 (fig. 7-4) le contacteur *2CA* ferme ses contacts. Et ainsi de suite jusqu'à ce que tous les échelons de résistance de démar-

rage soient court-circuités. Lorsque le dernier échelon de résistance est court-circuité, le démarrage du moteur s'achève et ce dernier fonctionne sur sa caractéristique naturelle.

Parmi les défauts de ce schéma il faut noter qu'il convient de choisir les contacteurs d'accélération d'après la tension d'attraction différente. Ce défaut pourtant peut être réduit dans une certaine mesure en réalisant le branchement des contacteurs selon le schéma de la fig. 7-6. Dans ce schéma aux bornes de l'enroulement

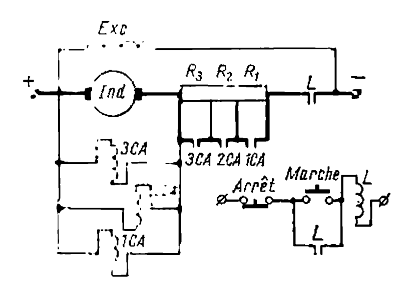


Fig. 7-5. Schéma de démarrage automatique d'un moteur en fonction de la f.é.m.

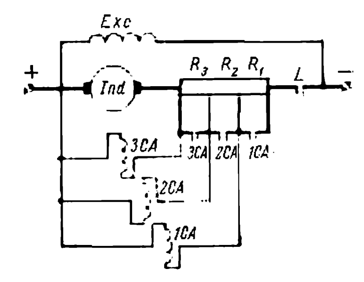


Fig. 7-6. Schéma modifié de démarrage automatique d'un moteur en fonction de la f.é.m.

d'induit sont connectées les entrées des bobines des contacteurs et les sorties sont connectées aux différents points de la résistance de démarrage. Une telle connexion permet d'égaliser la tension d'attraction des trois bobines. Les contacteurs doivent toujours fonctionner pour les vitesses prescrites du moteur ω_1, ω_2 et ω_3. Les tensions d'attraction des différentes bobines seront respectivement:

$$U_{1CA} = c\omega_1 + I (R_{\text{ind}} + R_2 + R_3) ;$$
$$U_{2CA} = c\omega_2 + I (R_{\text{ind}} + R_3) ;$$
$$U_{3CA} = c\omega_3 + IR_{\text{ind}}.$$

Ces tensions diffèrent peu en valeur, c'est-à-dire que

$$c\omega_1 + I (R_{\text{ind}} + R_2 + R_3) \approx c\omega_2 + I (R_{\text{ind}} + R_3) \approx c\omega_3 + IR_{\text{ind}},$$

et pour cette raison on peut adopter les bobines des contacteurs à la même tension d'attraction. Après le démarrage les contacteurs sont branchés sous même tension du réseau. Par conséquent, on peut adopter pour tous les échelons des contacteurs de même type.

Mais, en raison de certains défauts tels que le grillage possible des résistances de démarrage, le fonctionnement imprécis des contacteurs lorsque les bobines sont froides ou chaudes ainsi que l'accroissement excessif du courant dû à l'accroissement accidentel de la tension du réseau pendant le démarrage, ces schémas de démarrage en fonction de la f.é.m. ne sont plus utilisés pour les moteurs de

grande puissance. On ne les trouve que dans les systèmes de commande avec moteurs de faible puissance actionnant surtout les machines-outils à travailler les métaux.

Un branchement précis et fiable des contacteurs sans collage de leurs contacts principaux exige que la tension du réseau soit de beaucoup supérieure à la tension d'attraction des bobines des contacteurs. Pour cette raison on remplace généralement les contacteurs par des relais de tension intermédiaires qui fonctionnent selon la f.é.m. et branchent les contacteurs alimentés par un réseau à tension constante.

La commande en fonction de la fréquence repose sur le fait qu'entre la fréquence du rotor et sa vitesse de rotation existe une relation simple

$$f_2 = f_1 g = f_1 \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}.$$

Par conséquent, à toute vitesse du rotor ω pour laquelle doit avoir lieu l'opération de commutation correspond une fréquence déterminée f_2. Lorsque le rotor est immobile la fréquence secondaire est égale à celle du réseau. Ensuite, au fur et à mesure que le moteur prend de la vitesse, elle diminue et pour une vitesse voisine de celle de synchronisme la fréquence f_2 est voisine de zéro. L'utilisation de relais de fréquence connectés au circuit secondaire du moteur à courant alternatif permet de réaliser l'ordre requis des opérations.

Dans les schémas de commande des moteurs asynchrones à rotor bobiné ce principe est utilisé assez rarement. Dans la commande des moteurs synchrones le courant continu est appliqué au circuit rotorique par un relais de tension qui fonctionne lorsque le rotor atteint une vitesse voisine de celle de synchronisme et que la fréquence du courant dans le rotor diminue et atteint 3 à 5 % de la fréquence du réseau. De cette façon le contrôle du courant d'excitation appliqué après la fin du démarrage du moteur synchrone se fait en fonction de la variation de fréquence du rotor.

7-4. Commande en fonction du courant

Lors du démarrage d'un moteur la valeur du courant varie entre certaines limites prescrites comme indiqué sur la fig. 7-4.

L'appel initial de courant est déterminé par les valeurs du couple de démarrage requis et de l'intensité admissible du courant pour le moteur donné. Avec l'accroissement de la vitesse du moteur le courant qu'il absorbe diminue jusqu'à une valeur déterminée où une partie de la résistance de démarrage est court-circuitée, ce qui entraîne un nouvel accroissement du courant jusqu'à la valeur I_1.

On choisit la valeur du courant de commutation I_2 en partant de la nécessité d'assurer l'accélération minimale requise lors du démarrage du moteur auquel est appliquée la charge donnée. Pour cette

raison le courant de commutation doit toujours être supérieur au courant déterminé par la valeur du couple résistant.

Le schéma de démarrage automatique tracé sur le principe de commande en fonction du courant doit prévoir un ou plusieurs relais en fonction du nombre d'échelons de résistance de démarrage connectés directement dans le circuit de l'induit du moteur. On comprendra les schémas de commande en fonction du courant en examinant la fig. 7-7, où est utilisé un relais d'accélération *RA* à contacts à ouverture. Lors de la mise en circuit du contacteur de ligne *L* la bobine du relais de courant *RA* est alimentée et le contact à ouverture du relais qui se trouve dans le circuit du contacteur d'accélération *CA* s'ouvre au début du démarrage. Pour cette raison le démarrage du moteur commence lorsque la résistance est entièrement insérée dans le circuit d'induit; le contact du relais de verrouillage *RV* ne permet pas au contacteur *CA* de s'enclencher immédiatement après l'enclenchement du contacteur *L*, car le temps propre d'enclenchement du relais *RV* est plus grand ou égal au temps propre d'enclenchement du relais *RA*. Le courant de relâchement du relais d'accélération est égal au courant de commutation I_2, ce qui fait fonctionner le contacteur *CA* et éliminer la résistance de démarrage. Lors du second appel de courant le contacteur *CA* n'est pas débranché car le contact du relais *RA* est maintenant shunté par le contact du contacteur *CA*.

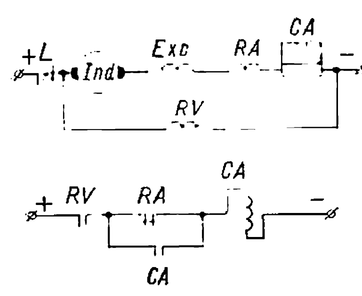


Fig. 7-7. Schéma de la commande automatique d'un moteur en fonction du courant

L'avantage de ce principe de commande réside en ce que les commutations ont lieu pour des valeurs fixées du courant d'induit et ne dépendent pas des variations de la tension du réseau.

Mais les schémas reposant sur la limitation du courant présentent certains défauts. Par exemple, si lors du démarrage du moteur le couple résistant sur l'arbre pour une raison quelconque est supérieur au couple théorique, le courant peut pendant un temps prolongé excéder la valeur de I_2 pour laquelle a lieu le relâchement de l'armature du relais. Pour cette raison la résistance de démarrage restera en circuit, ce qui peut provoquer sa destruction, car elle n'est pas prévue pour un fonctionnement prolongé.

7-5. Commande en fonction du temps

Les diagrammes de démarrage $\omega = f(t)$ et $i = f_1(t)$ de la fig. 7-4 montrent que le shuntage des échelons de la résistance de démarrage doit avoir lieu au bout d'intervalles de temps déterminés. Il résulte de

la fig. 7-4 que le premier échelon de la résistance doit être mis hors circuit au bout du temps t_1 après le début du démarrage et le second échelon au bout du temps t_2, etc. Cela permet de créer des schémas de commande agissant en fonction du temps.

Pour rendre le démarrage automatique on utilise différents relais de temps réglés pour les retards correspondants. Selon leur principe de fonctionnement les relais de temps se divisent en relais mécaniques, électromagnétiques et électroniques.

Dans les dispositifs de commande à moteur asynchrone on utilise souvent des relais mécaniques à pendule, pour la commande des moteurs à courant continu, des relais électromagnétiques et dans les installations à moteurs synchrones pour commuter la tension pendant le démarrage, des relais électromagnétiques ou électroniques assurant des temporisations plus grandes.

La temporisation requise de chaque relais est déterminée en partant du diagramme de démarrage.

On trouve la temporisation du relais en retranchant du temps de démarrage du moteur obtenu par le calcul le temps propre d'enclenchement des contacteurs. Pour les contacteurs à courant continu en fonction de leur puissance le temps propre est compris entre 0,1 et 0,4 s et pour les contacteurs à courant alternatif entre 0,05 et 0,07 s.

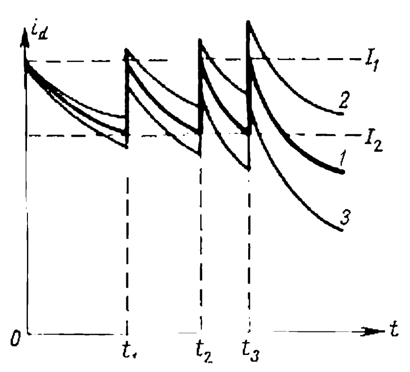


Fig. 7-8. Courbes de la variation du courant lors du démarrage du moteur à charges différentes appliquées à son arbre

Les relais agissent sur les contacteurs d'accélération après l'écoulement de la temporisation indépendamment de l'intensité du courant traversant le moteur et de la vitesse de ce dernier.

Pour cette raison avec une charge variable il faut régler les temporisations correspondant aux conditions normales du démarrage à une certaine charge moyenne. La courbe *1* (fig. 7-8) montre la variation du courant lors du démarrage du moteur pour le cas où la charge réelle coïncide avec la charge théorique.

Si le démarrage a lieu à charge plus élevée, la résistance et la temporisation du relais étant invariables, le moteur n'arrive pas à atteindre la vitesse théorique ω_1 (fig. 7-4) et le courant ne diminue pas jusqu'à la valeur I_2. L'appel de courant après l'élimination du premier échelon de la résistance sera supérieur à l'appel théorique. La même chose aura lieu aux échelons d'accélération suivants. Il en résulte que la relation $i_d = f(t)$ durant la période de démarrage aura la forme de la courbe *2* de la fig. 7-8. Dans ce cas la durée de

démarrage restera la même et le couple de démarrage moyen augmentera.

Une charge plus faible que la charge théorique provoque des effets inverses, c'est-à-dire une diminution du couple de démarrage moyen, la durée de démarrage restant la même. Le diagramme de démarrage dans ce cas est représenté par la courbe *3* (fig. 7-8).

Les schémas de commande en fonction du temps présentent l'avantage d'éliminer le danger de fonctionnement plus ou moins prolongé du moteur à une vitesse qui n'est pas totale, chose qu'on n'arrive pas à éviter dans les schémas de commande en fonction de la vitesse

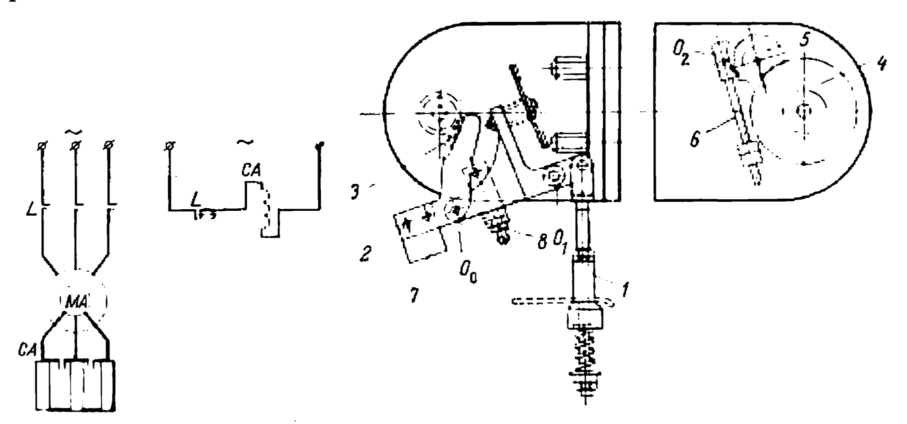


Fig. 7-9. Schéma de principe du démarrage automatique d'un moteur asynchrone en fonction du temps

Fig. 7-10. Relais mécanique temporisé à pendule

ou du courant. Le danger qui apparaît en cas d'accroissement très brusque de la charge est éliminé grâce au système de protection à maximum de courant qui débranche le moteur du réseau. La simplicité et la fiabilité ainsi que la facilité d'utilisation des relais de temps de même type ont contribué au large emploi des systèmes de commande en fonction du temps.

L'établissement des schémas de commande des moteurs asynchrones en fonction du temps est explicité par la fig. 7-9, où un relais mécanique temporisé réuni à l'équipage mobile du contacteur de ligne commande le palier d'accélération. Après l'enclenchement du contacteur *L* au bout d'un certain temps fixé le contact à fermeture du relais *L* se ferme et ensuite le contacteur d'acélération *CA* fonctionne. Avec deux ou un plus grand nombre de paliers d'accélération les paliers suivants sont contrôlés par des relais de temps mécaniques associés à chaque contacteur d'accélération précédent.

La vue d'ensemble d'un relais mécanique temporisé à pendule est représentée sur la fig. 7-10. On y trouve un relais associé qui ne

comporte pas d'équipage électromagnétique propre et est mis en jeu seulement sous l'action mécanique de la partie mobile du contacteur à laquelle il est associé. Lors de la mise en circuit du contacteur une pression est exercée sur le manchon *1* qui comprime le ressort inférieur et fait pivoter le levier *2* autour de l'axe O_1. La réglette *3* à dents obliques est alors mise en mouvement ainsi que le pignon avec lequel elle engrène. Ce dernier est calé sur le même arbre avec un pignon ordinaire *4*, qui lui-même est réuni à une roue d'ancre *5*. Le

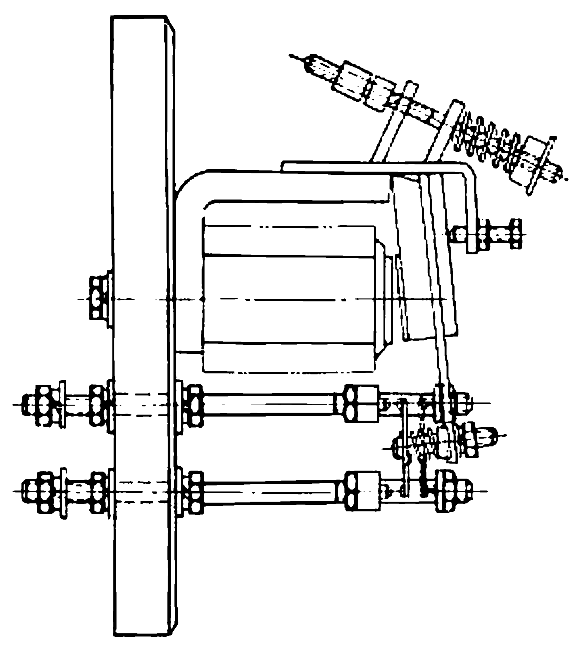


Fig. 7-11. Relais à temps électromagnétique

mouvement du levier *2* est ralenti par le fait qu'à chaque oscillation du pendule *6* la roue d'ancre tourne d'une dent autour de son axe O_2. La fermeture du contact a lieu après la séparation de la réglette et du pignon. Le retour du relais à sa position initiale a lieu sans engrènement sous l'action du contrepoids *7* lorsque la réglette, en pivotant légèrement autour de l'axe O_0, glisse sur les dents du pignon.

Le réglage de la temporisation du relais dans les limites comprises entre 0,5 et 5 s est réalisé par variation de position d'une masse sur le pendule et la variation de sa longueur de course par une vis d'appui *8*. Le relais peut comporter un contact à fermeture ou un contact à ouverture. En plus des relais adaptés aux contacteurs on trouve des relais à pendule à système électromagnétique propre.

Pour rendre automatique le démarrage des moteurs à courant continu en fonction du temps on utilise généralement un *relais électromagnétique temporisé* dont la structure est indiquée schématiquement sur la fig. 7-11. Dans ces relais la temporisation est assurée par diminution progressive du flux magnétique dans la bobine court-circuitée après la mise hors tension; en effet la constante de temps électromagnétique de la bobine, l'armature étant fermée, est relativement grande et le courant dans la bobine du relais varie suivant l'équation

$$i = I_{\text{init}} e^{-t/T},$$

où I_{init} est la valeur initiale du courant; $T = \frac{L}{R}$, la constante de temps électromagnétique de la bobine du relais; L et R, respectivement l'inductance et la résistance de la bobine.

De tels relais peuvent avoir des contacts avec temporisation fonctionnant seulement lors du débranchement du relais. Le branchement du relais a lieu pratiquement instantanément car, lorsque l'armature est écartée, l'inductance de la bobine est très faible et l'accroissement du courant dans cette dernière a lieu rapidement.

Il existe également des relais électromagnétiques dont l'enroulement après la mise hors tension ne doit pas être court-circuité. Dans ce relais le retard est assuré par application d'un fourreau de cuivre sur le noyau en fer du relais. Lorsque la bobine du relais est débranchée, le fourreau de cuivre joue le rôle de circuit fermé dans lequel est induit un courant qui s'oppose à la baisse rapide du flux magnétique, ce qui fait que l'armature du relais reste attirée pendant un temps déterminé.

Dans les relais électromagnétiques de petites dimensions du type PЭ-100 on peut obtenir une temporisation jusqu'à une seconde. Les relais du type PЭ-180, de dimensions plus grandes, assurent une temporisation de 5 ou 6 s. Avec les relais PЭ-500 et PЭ-580 on peut obtenir une temporisation encore plus grande. Les relais à temps électromagnétiques sont de construction simple et fiable et pour cette raison ils sont fréquemment utilisés dans les schémas de commande des moteurs à courant continu.

Les relais à temps électromagnétiques de ce type sont utilisés aussi dans les schémas de commande des moteurs à courant alternatif, branchés par l'intermédiaire de redresseurs.

La fig. 7-12 donne deux variantes de branchement de relais à temps électromagnétiques. Le premier palier d'accélération y est contrôlé par un relais *1RA* comportant un fourreau de cuivre et le deuxième par un relais électromagnétique *2RA* sans fourreau. On obtient la temporisation de ce dernier relais, comme nous l'avons déjà indiqué, en court-circuitant sa bobine. A cette fin la bobine du relais *2RA* est branchée parallèlement au premier échelon du rhéostat de démarrage shunté par le contact de *1CA*. Après le bran-

chement du moteur ce relais est attiré instantanément car on lui applique une tension suffisante pour qu'il fonctionne, égale à la chute de tension dans le premier échelon du rhéostat provoquée par le courant de démarrage.

Lors du démarrage du moteur le contact auxiliaire à ouverture *L*, en fonctionnant, débranche le relais *1RA* dont le contact au bout d'un certain temps déterminé par le retard du relais se ferme et applique la tension à la bobine du contacteur *1CA*. Le contact

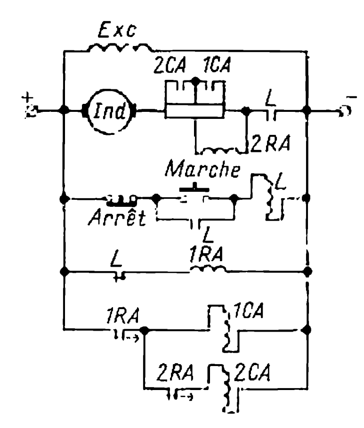


Fig. 7-12. Schéma de démarrage automatique d'un moteur à courant continu en fonction du temps

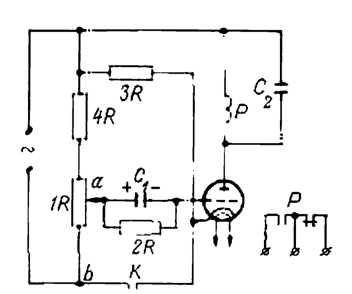


Fig. 7-13. Relais à temps électronique

principal de *1CA* se ferme et shunte le premier échelon de la résistance. En même temps la bobine du relais *2RA* est court-circuitée, ce qui fait qu'elle n'est plus alimentée et le contact à ouverture de *2RA* qui était précédemment ouvert sera fermé avec un certain retard. Ensuite, le contacteur d'accélération *2CA* est mis en circuit et le deuxième échelon de la résistance mis hors circuit.

Pour contrôler les dispositifs de commande automatique en fonction du temps on utilise également des *relais électroniques* qui assurent un grand retard ainsi que la possibilité de régler ce dernier.

La fig. 7-13 donne un schéma de principe d'un relais à temps électronique.

Au début, avant la fermeture du contact *K* le tube électronique fonctionne comme une diode, c'est-à-dire comme un redresseur à une alternance (grille-cathode). En fonction de la position du curseur *1R* la valeur du courant qui passe par la cathode du tube et par les résistances *3R*, *4R* et partiellement *1R* et *2R* varie.

Le condensateur C_1 est chargé grâce à la chute de tension dans la résistance *2R* provoquée par le passage du courant indiqué plus

haut. Le courant ne passe pas par l'enroulement du relais P, car pratiquement l'anode et la cathode sont au même potentiel. En fermant le contact K on applique la tension du réseau à la cathode et à l'anode du tube. La grille du tube se trouve alors sous une tension déterminée par la charge du condensateur C_1 et la chute de tension dans la portion ab de la résistance $1R$. A l'instant initial le tube électronique ne laisse pas passer de courant, car la tension relativement grande aux bornes du condensateur crée un potentiel négatif élevé à la grille. La diminution de la tension aux bornes du condensateur C_1 par suite de sa décharge dans la résistance $2R$ baisse le potentiel négatif appliqué à la grille du tube. Le courant anodique du tube augmente donc jusqu'à une valeur pour laquelle fonctionne le relais électromagnétique P. La temporisation d'un relais électronique est réglée dans de limites larges (de 2 à 60 s) par variation de la position du curseur de la résistance $1R$.

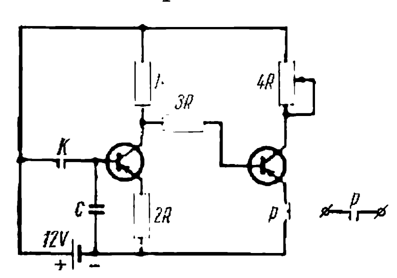


Fig. 7-14. Relais à temps avec des transistors

Le schéma d'un relais à temps utilisant des transistors est donné sur la fig. 7-14. Après la fermeture anticipée du contact K et son ouverture consécutive le condensateur C commence à se décharger. Le potentiel de la base du premier transistor diminue et le courant de son collecteur augmente, ce qui à son tour provoque la diminution du potentiel de la base du second transistor. Il en résulte un accroissement du courant du collecteur du second transistor jusqu'à la valeur du courant de fonctionnement du relais P. La temporisation dépend des paramètres du schéma et peut être réglée en moyenne de plusieurs dixièmes de seconde à 2,5 s.

7-6. Principes de commande automatique du freinage des moteurs électriques

Pour le freinage électrique des moteurs fonctionnant dans les installations automatiques on utilise le plus souvent les régimes de freinages rhéostatique et à contre-courant. Le freinage en régime de générateur avec récupération d'énergie par le réseau est utilisé plus rarement et principalement dans les installations à générateur séparé et les moteurs dérivation où la vitesse est réduite par augmentation du flux magnétique ainsi que dans les moteurs asynchrones à plusieurs vitesses à changement du nombre de pôles.

Le *freinage rhéostatique* des moteurs peut être réalisé d'après le schéma de commande en fonction du temps ou en fonction de la

vitesse. La partie du schéma, où le freinage est réalisé en fonction de la vitesse (de la f.é.m.), est indiquée sur la fig. 7-15. A l'ouverture du contacteur de ligne son contact auxiliaire à ouverture L se ferme dans le circuit de la bobine RF connectée aux bornes de l'induit du moteur. Le contact du relais RF se ferme dans le circuit de la bobine du contacteur F qui réunit par son contact l'induit du moteur aux bornes de la résistance, ce qui provoque le freinage. Il est à noter que le processus de freinage rhéostatique dans un tel schéma aura lieu jusqu'à une certaine vitesse minimale pour laquelle le relais RF est mis hors circuit. Le freinage de la vitesse minimale à l'arrêt complet aura lieu sous l'action du seul couple statique.

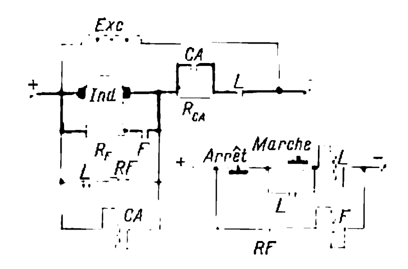


Fig. 7-15. Schéma du freinage rhéostatique en fonction de la vitesse

Pour créer un couple maximal lors du freinage le flux magnétique du moteur doit être maximal. L'intensité de freinage à excitation invariable est déterminée par la valeur du courant du circuit d'induit qui dépend de la résistance R_f branchée aux bornes de celui-ci.

On peut calculer la résistance de freinage rhéostatique en partant du fait que la f.é.m. du moteur est équilibrée par la chute de tension dans le circuit d'induit:

$$E = I\,(R_{ind} + R_f), \tag{7-1}$$

où E et I sont les valeurs initiales de la f.é.m. et du courant du moteur lors du freinage rhéostatique.

La résistance extérieure de freinage rhéostatique est

$$R_f = \frac{E}{I} - R_{ind}. \tag{7-2}$$

Ici dans le calcul on introduit, au lieu de E, la valeur maximale possible E_{max} obtenue à l'instant initial du freinage et au lieu de I le courant I_{adm} admissible au commencement du freinage.

Dans ce cas la formule (7-2) prend la forme:

$$R_f = \frac{E_{max}}{I_{adm}} - R_{ind}. \tag{7-3}$$

Pratiquement, si avant le freinage le moteur fonctionnait à flux total, on admet $E_{max} \approx U$ et le courant admissible $I_{adm} \approx$ $\approx 2I_n$, le double de la valeur du courant nominal. Dans le cas de freinage d'un moteur dérivation à champ affaibli, ainsi que d'un moteur à excitation série, il faut considérer que la vitesse initiale

de freinage influe sur la valeur de la f.é.m. ainsi que sur la valeur du courant admissible. Si le freinage est réalisé à flux nominal, on détermine la valeur E_{max} d'après la formule *)

$$E_{max} = E_n \frac{\omega_{max}}{\omega_n}, \qquad (7\text{-}4)$$

où ω_{max} est la vitesse maximale possible au début du freinage; ω_n, la vitesse nominale du moteur; E_n, la f.é.m. de l'induit à vitesse nominale et à courant nominal, c'est-à-dire que

$$E_n = U - I_n R_{ind}. \qquad (7\text{-}5)$$

La détérioration des conditions de commutation à vitesse augmentée provoque la diminution de la valeur admissible du courant; il faut donc dans la formule (7-3) remplacer I_{adm} par sa valeur recalculée d'après la formule

$$I_{adm} = I_{adm.\,n} \frac{\omega_n}{\omega_{max}}, \qquad (7\text{-}6)$$

où $I_{adm.\,n}$ est le courant admissible à vitesse nominale du moteur.

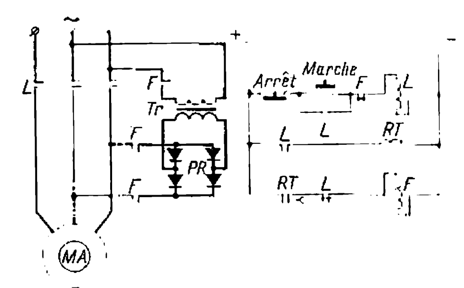


Fig. 7-16. Schéma du freinage rhéostatique en fonction du temps

Le couple du moteur lors de freinage rhéostatique étant proportionnel à la vitesse, l'efficacité du freinage diminue fortement avec la diminution de la vitesse du moteur, et pour cette raison le processus de freinage devient plus long. Pour réduire le temps total de freinage on utilise parfois deux et même trois paliers de freinage en augmentant le courant de freinage par élimination de la résistance de freinage au fur et à mesure que la vitesse diminue.

La fig. 7-16 montre le schéma du freinage rhéostatique d'un moteur à rotor en court-circuit en fonction du temps. Avant le début du freinage, lorsque le moteur est connecté au réseau de courant alternatif, le circuit d'alimentation de la bobine du relais à temps *RT* est fermé par les contacts à fermeture du contacteur *L*. Le contact à fermeture du relais *RT* est fermé mais la bobine du contacteur *F* n'est pas alimentée parce que le contact à ouverture du contacteur *L* est ouvert. Le débranchement du contacteur de ligne *L* ouvre le circuit du stator ainsi que le circuit de la bobine du relais *RT*. Le contact à ouverture *L*, en se fermant, met en circuit le contacteur de freinage rhéostatique *F*. Dans ce cas le transformateur

*) Pour simplifier on admet que le courant d'excitation atteint immédiatement la valeur nominale.

abaisseur *Tr*, le pont redresseur à semi-conducteurs *PR* et les contacts fermés *F* appliquent au stator du moteur asynchrone un courant continu, ce qui assure le freinage rhéostatique. Le freinage du moteur aura lieu jusqu'à son arrêt complet, à la différence de ce qui a lieu lors du freinage en fonction de la f.é.m. du moteur. A la fin du freinage le relais temporisé *RT* fonctionne et le contacteur *F* se débranche. De cette façon le freinage a lieu en fonction du temps qu'impose la temporisation du relais *RT* déterminée par la condition

$$t_{RT} \geqslant J \int_{0}^{\omega_{\text{init}}} \frac{d\omega}{C_f + C_s},$$

où C_f et C_s sont respectivement le couple de freinage rhéostatique et le couple statique déterminé par la charge appliquée à l'arbre du moteur; ω_{init} est la vitesse en début de freinage.

L'intensité de freinage est déterminée par l'intensité du courant continu passant par les enroulements statoriques. On limite le courant statorique à une valeur admissible en utilisant un transformateur abaisseur *Tr*.

Le *freinage à contre-courant* est largement utilisé pour les moteurs asynchrones et les moteurs à courant continu, surtout lorsqu'il s'agit de systèmes réversibles où le freinage est suivi du démarrage du moteur en sens inverse.

Lors du freinage à contre-courant la f.é.m. du moteur s'ajoute à la tension du réseau et pour cette raison le courant dans le moteur peut augmenter fortement selon l'équation

$$I = \frac{U + E}{R}.$$

On limite le courant lors du freinage à contre-courant en insérant dans le circuit de puissance en plus des résistances de démarrage une résistance additionnelle. Cette résistance additionnelle est appelée *palier de résistance de contre-courant*; le contacteur qui shunte ce palier, contacteur de contre-courant et le relais contrôlant la bobine de ce contacteur, relais de contre-courant.

Le calcul du palier de résistance de contre-courant pour les moteurs à excitation en dérivation ou série part de l'égalité:

$$U + E = I\,(R_{\text{int}} + R_{\text{ca}} + R_{\text{cc}}), \tag{7-7}$$

où R_{int} est la résistance intérieure du moteur comprenant la résistance d'induit, des pôles auxiliaires et des balais; dans le cas d'un moteur série on prend aussi en considération la résistance de l'enroulement d'excitation.

La fig. 7-17, qui indique le schéma de principe de branchement du palier de résistance de contre-courant, donne les désignations des autres résistances faisant partie de cette dernière équation.

En remplaçant I par sa valeur admissible I_{adm} et E par sa valeur maximale possible E_{max}, on obtient la formule de calcul du palier de la résistance de freinage à contre-courant

$$R_{cc}=\frac{U+E_{max}}{I_{adm}}-(R_{int}+R_{ca}). \tag{7-8}$$

Pour les moteurs à excitation en dérivation où Φ = const on peut approximativement considérer $E_{max}=U$. Dans d'autres cas on calcule E_{max} et I_{adm} d'après les formules (7-4) et (7-6).

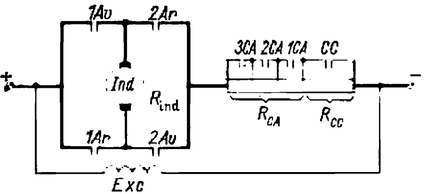


Fig. 7-17. Schéma de principe du branchement des résistances lors du freinage à contre-courant

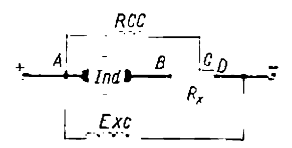


Fig. 7-18. Schéma de principe du branchement d'un relais de contre-courant

Le palier de la résistance de freinage à contre-courant peut être contrôlé par un *relais de contre-courant RCC*. Le relais est connecté en parallèle à l'induit du moteur et à une partie de la résistance du rhéostat comme indiqué sur la fig. 7-18. Le relais *RCC* prévient le shuntage du palier de la résistance R_{cc} au freinage au moment où la vitesse du moteur devient proche de zéro.

Calculons maintenant le *point de connexion du relais* de contre-courant et à cette fin cherchons à quelle loi de variation, en fonction de la vitesse, répond la tension aux bornes de ce relais *RCC*. Désignons la résistance totale du circuit de puissance (*A-D*) par R et la résistance jusqu'au point de connexion du relais (*C-D*) par R_x.

La tension aux bornes du relais *RCC* est déterminée par la relation

$$U_{RCC}=U-IR_x. \tag{7-9}$$

La valeur du courant du moteur dans le cas général est

$$I=\frac{U-E}{R}=\frac{U-k\Phi\omega}{R}. \tag{7-10}$$

La solution des équations (7-9) et (7-10) donne la relation cherchée $U_{RCC}=f(\omega)$

$$U_{RCC}=U-(U-k\Phi\omega)\frac{R_x}{R}. \tag{7-11}$$

Pour un moteur à excitation en dérivation les grandeurs U, R et Φ sont constantes ; pour cette raison au point de connexion donné,

lorsque R_x est aussi constante, la relation $U_{RCC} = f(\omega)$ est linéaire.

La famille de caractéristiques pour différents points de connexion du relais, c'est-à-dire pour différentes valeurs de R_x, est donnée sur la fig. 7-19. Toutes les caractéristiques convergent en un point qui correspond à la marche à vide idéale, car pour cette vitesse le courant dans le circuit de puissance est nul et, par conséquent, la chute de tension dans la résistance est absente. Cela ressort directement de l'équation (7-9).

Les caractéristiques correspondant aux différentes valeurs de R_x se trouvent toutes entre deux caractéristiques extrêmes : à droite la caractéristique verticale pour laquelle $R_x = 0$ (point de connexion D sur la fig. 7-18) et à gauche la caractéristique qui correspond à $R_x = R - R_{int}$ (point de connexion B). Cette dernière ne diffère de la caractéristique de la f.é.m. de l'induit indiquée sur la fig. 7-19 en pointillé que de la valeur de la chute de tension dans l'induit et aux balais.

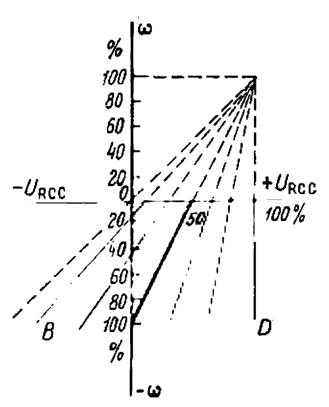


Fig. 7-19. Caractéristiques de tension aux bornes d'un relais de contre-courant pour différents points de connexion du relais (moteur dérivation)

La connexion du relais au point D aurait branché la bobine en permanence sur la tension totale du réseau indépendamment de la vitesse. Le branchement du relais au point B est aussi inacceptable. Dans ce cas la tension varierait suivant la caractéristique B (fig. 7-19), ce qui provoquerait l'attraction du relais à tension négative et à grande vitesse.

Pour que le fonctionnement du relais soit fiable il est souhaitable de choisir une caractéristique à pente très douce pour laquelle cependant le relais, sous tension positive, est attiré. Pour cette raison on calcule le point de connexion du relais de contre-courant, c'est-à-dire la résistance R_x, pour la vitesse maximale

$$U_{RCC} = U - IR_x = 0,$$

d'où

$$R_x = \frac{U}{I}.$$

Mais comme la valeur du courant au début du freinage est

$$I = \frac{U + E_{max}}{R},$$

la valeur de la résistance cherchée sera

$$R_x = R\frac{U}{U+E_{\max}}. \qquad (7\text{-}12)$$

Pour un moteur dérivation $E_{\max} \approx U$ et donc

$$R_x = 0{,}5R. \qquad (7\text{-}13)$$

En partant des conditions de fiabilité lors du démarrage on adopte généralement une tension d'attraction U_{at} de la bobine du relais RCC inférieure de 20 % à la tension du relais, moteur arrêté, c'est-à-dire que

$$U_{at} = 0{,}8U_{RCC_0}, \qquad (7\text{-}14)$$

où

$$U_{RCC_0} = U - IR_x = U - \frac{U}{R}R_x.$$

Par conséquent,

$$U_{at} = 0{,}8U\left(1 - \frac{R_x}{R}\right). \qquad (7\text{-}15)$$

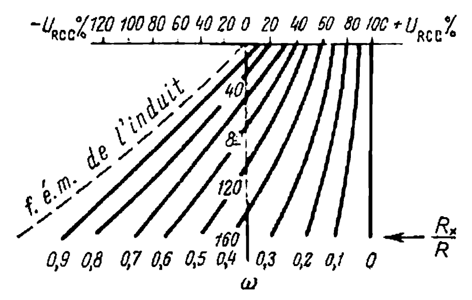


Fig. 7-20. Caractéristiques de tension aux bornes d'un relais de contre-courant pour un moteur série

Pour un moteur dérivation, en tenant compte de la formule (7-13), on a

$$U_{at} = 0{,}4\,U. \qquad (7\text{-}16)$$

Pour les moteurs à excitation série on calcule le point de connexion du relais de contre-courant en partant des caractéristiques universelles que l'on peut tracer pour les moteurs d'un type déterminé. Ces caractéristiques pour différentes valeurs de R_x/R sont données sur la fig. 7-20.

On peut aussi tirer la valeur de R_x de la formule (7-12) et la valeur de $E_{\max}$ de l'équation (7-4).

On règle la tension d'attraction du relais de contre-courant pour un moteur série également inférieure de 20 % à la tension aux bornes du relais, moteur immobile. On détermine la tension d'attraction d'après la formule (7-15).

Exemple 7-1. Calculer pour un moteur série (type ДП41) : $U = 220$ V, $I_n = 94$ A, $n_n = 630$ tr/mn ($\omega_n = 66$ rd/s), le palier de résistance de contre-courant et la valeur de la résistance à laquelle est connecté le relais de contre-courant.

La résistance intérieure du moteur $R_{int} = 0{,}321$ ohm. La résistance des échelons de démarrage $R_{ca} = 0{,}887$ ohm.

Dans le calcul on admet que la vitesse maximale possible du moteur $n_{\max} = 1\,500$ tr/mn ($\omega_{\max} = 157$ rd/s).

Solution. Le courant admissible lors du freinage à partir de la vitesse maximale est :

$$I_{adm}=I_{adm.n}\frac{\omega_n}{\omega_{max}}=2\cdot 94\frac{66}{157}=79 \text{ A}.$$

La caractéristique naturelle du moteur (fig. 2-23) permet de trouver la vitesse correspondant à $I_{adm}=79$ A :

$$\omega_{nat}=69 \text{ rd/s}.$$

La force électromotrice du moteur est alors :

$$E_n=U-I_{adm}R_{int}=220-79\cdot 0,321=194,6 \text{ V}.$$

La force électromotrice du moteur au premier instant du freinage :

$$E_{max}=E_n\frac{\omega_{max}}{\omega_{nat}}=194,6\frac{157}{69}=443 \text{ V}.$$

La résistance du palier de freinage à contre-courant :

$$R_{cc}=\frac{U+E_{max}}{I_{adm}}-(R_{int}+R_{ca})=\frac{220+443}{79}-(0,321+0,887)=$$

$$=8,392-1,208=7,184 \text{ ohms}.$$

La valeur de la résistance

$$R_x=\frac{220}{79}=2,784 \text{ ohms}.$$

La tension d'attraction du relais de contre-courant :

$$U_{at}=0,8U\left(1-\frac{R_x}{R}\right)=0,8\cdot 220\left(1-\frac{2,784}{8,392}\right)=118 \text{ V}.$$

7-7. Commande des moteurs par dispositifs statiques

Nous avons examiné plus haut les principes de commande automatique (démarrage et freinage) des moteurs au moyen d'appareils à contacts (relais temporisés électromécaniques et électromagnétiques, contacteurs, boutons de commande, etc.) dont les parties mobiles s'usent et la durée de vie est fonction de la charge et de la fréquence des manœuvres.

Les appareils à contacts doivent être régulièrement entretenus et réglés et leur fonctionnement est insuffisamment fiable; plus un montage de commande a de relais et éléments à contacts moins il est sûr.

Pour élever la fiabilité de fonctionnement des systèmes à commande automatique, on utilise dans un grand nombre de cas des dispositifs statiques qui, comme ceux à contacts, sont des appareils à action par « tout ou rien ». Par suite les systèmes de commande à appareils statiques obéissent aux mêmes règles que les systèmes à appareils à contacts.

Les appareils statiques n'ont pas de contacts mécaniques s'usant rapidement, ils ont une longue durée de vie qui est indépendante de la charge, ils sont indifférents au milieu (poussières, humidité, gaz chimiquement actifs), leur réponse est très rapide, ils n'exigent pas d'entretien et de réglage permanents et s'arrangent en blocs d'éléments compacts.

Cependant ils présentent les défauts suivants: grande sensibilité aux perturbations électriques extérieures et stabilité de leur fonctionnement fortement influencée par des variations de température (surtout leurs éléments à transistors).

Les éléments logiques statiques sont fabriqués sous forme de modules dont la réparation n'est pas prévue. Dans les montages à appareils statiques le nombre d'éléments est de 3 à 5 fois supérieur à celui des montages à relais classiques.

Les principaux éléments logiques et leurs équivalents à relais sont figurés au tableau 7-1. Les éléments logiques statiques sont désignés d'après la fonction remplie. L'élément qui reçoit à l'entrée le signal a et délivre à la sortie le signal $x = a$ est dit *répétiteur*; un tel élément peut être utilisé dans un circuit de commande pour retarder le signal de commande d'une unité. L'opération effectuée par le répétiteur est identique à celle produite dans un schéma à relais par l'enclenchement d'un relais intermédiaire x dû à l'action d'un contact a.

Si on applique à l'entrée d'un élément logique un signal a et à sa sortie le signal x disparaît, cet élément remplit une fonction de négation et porte le nom d'élément NON. La fonction logique de cet opération a pour formule: $x = \bar{a}$ (le trait désignant la négation). Un montage à relais équivalent sera réalisé au moyen d'un relais intermédiaire x à contact à ouverture, qui coupe son contact une fois a enclenché.

Les éléments logiques peuvent comporter deux ou plusieurs entrées; si le signal de sortie n'est délivré qu'après la mise en action de tous les signaux d'entrée, un tel élément remplit la fonction logique ET donnée par la formule $x = a_1a_2 \ldots$ Le circuit à relais équivalent se présente comme un montage série de contacts de verrouillage a_1 et a_2 suivi d'enclenchement du relais x. La fonction logique répondant à l'opération OU s'écrit $x = a_1 + a_2$ et correspond dans un montage à relais équivalent à des contacts a_1, a_2 mis en parallèle.

Diverses combinaisons d'éléments logiques NON, ET, OU assemblés en un seul élément peuvent remplir d'autres relations fonctionnelles. Ainsi, l'élément OU avec une opération *interdiction* dont la fonction logique est $x = (a_1 + a_2)\bar{b}$ indique que le signal de sortie ne sera délivré qu'après les deux signaux a_1, a_2 et en l'absence du signal b (le montage à relais équivalent est montré au tableau 7-1).

Tableau 7-1

Nom de fonction logique	*Représentation symbolique*	*Schéma à relais équivalent*
Répétiteur	a, $x=a$	a, x, x
NON	a, $x=\bar{a}$	a, x, x
ET	a_1, a_2, $x=a_1 \cdot a_2$	a_1, a_2, x, x
OU	a_1, a_2, $x=a_1+a_2$	a_1, a_2, x, x
OU *avec interdiction*	a_1, a_2, b, $x=(a_1+a_2)\bar{b}$	a_1, a_2, b, x, x
ET-NON	a_1, a_2, $x=\overline{a_1 \cdot a_2}$	a_1, a_2, x, x
OU-NON	a_1, a_2, $x=\overline{a_1+a_2}$	a_1, a_2, x, x
MÉMOIRE *avec interdiction*	a_1, a_2, b, $x=(a+x)\bar{b}$	a_2, b, x, x, x

Des combinaisons de fonctions du type ET-NON, OU-NON sont figurées au même tableau. Un intérêt particulier présente l'opération logique MÉMOIRE qui est une combinaison des deux éléments, l'opération OU *avec interdiction* et le *répétiteur*. Un signal une fois appliqué à l'entrée du premier élément, ce dernier délivre à sa sortie le signal qui est répété par le second élément (opération répétiteur) puis renvoyé, par le circuit de réaction, vers l'entrée du premier élément $a_1 = x$, en maintenant le signal à sa sortie jusqu'au moment d'application à l'entrée du signal d'interdiction b qui efface la mémoire.

Etudions l'organisation de quelques éléments logiques devenus d'un emploi relativement courant. On peut ranger dans cette catégorie les éléments magnétiques à soupapes et les éléments à transistors. Les premiers sont structurés sur la base de l'amplificateur magnétique Reimi à réponse rapide (fig. 7-21). Il est composé d'un enroulement de travail w_t et d'un enroulement de commande w_c bobinés sur un noyau ferromagnétique à boucle d'hystérésis rectangulaire (en permalloy, par exemple). Les tensions U_t et U_c sont en opposi-

tion de phase et déterminent dans les enroulements un courant qui parcourt, grâce aux valves V_1, V_2, l'enroulement de commande pendant une demi-période (de commande) et l'enroulement de travail pendant l'autre demi-période (de travail).

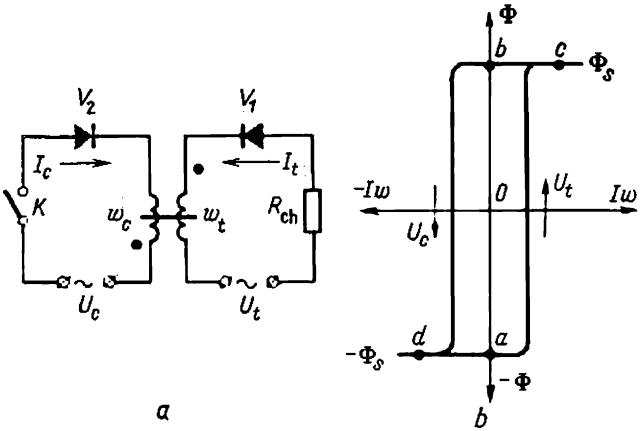


Fig. 7-21. Amplificateur magnétique à action rapide

Les tensions U_t, U_c et les paramètres des enroulements w_t, w_c sont choisis de façon qu'une fois l'interrupteur K fermé le noyau devient saturé à Φ_s au bout de la demi-période de travail et après inversion de l'aimantation, durant la demi-période de commande, saturé à $-\Phi_s$. Si au début de l'alternance de travail l'état magnétique du noyau est caractérisé par le point a, au passage du courant par l'enroulement de travail c'est la totalité de la tension U_t qui lui est appliquée, car $X_t \gg R_{ch}$ et la tension appliquée à R_{ch} est voisine de zéro. Au bout de l'alternance de travail, le noyau voit son aimantation s'inverser et devient saturé (point c sur la courbe d'aimantation), la réactance de l'enroulement de travail tombant brusquement. Pendant l'alternance de commande, l'aimantation du noyau une fois inversée, le point de travail passe à d: la tension appliquée à la charge est nulle.

A l'ouverture de l'interrupteur K, l'état magnétique du noyau au début de la demi-période de travail est caractérisé par le point b; pendant cette demi-période le noyau prend de l'aimantation suivant la branche b-c, la tension U_t étant appliquée presque totalement à R_{ch}. Ainsi donc, l'amplificateur magnétique délivre à sa sortie une tension au cas où l'enroulement de commande est mis hors circuit, mais cette tension s'annulant si l'enroulement de commande est mis en circuit.

L'utilisation d'un tel amplificateur en association avec des diodes semi-conductrices permet de réaliser divers éléments logiques de fonctions différentes. Sur la fig. 7-22,a on a donné le schéma de

l'élément logique OU à deux entrées. A la demi-période de commande correspond la polarité de tension indiquée sur la fig. 7-22,*a*. Sur ce schéma : V_1, V_2 sont les diodes d'entrée ; V_4 est une diode de polarisation recevant, par R_p, la tension $U_p > U_{ent} > U_c$. En

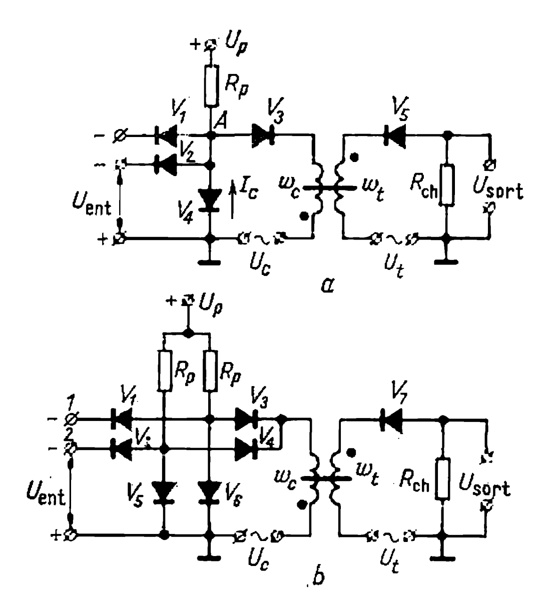


Fig. 7-22. Eléments logiques magnétiques

l'absence de U_{ent} qui fait office d'interrupteur sans contact fermant et ouvrant le circuit de commande, la diode V_4 est débloquée par le courant de polarisation $I_p = U_p/R_p$.

Le courant de polarisation étant supérieur au courant d'aimantation de l'enroulement de commande w_c, ce dernier est parcouru par un courant, déterminé par U_c, qui démagnétise l'amplificateur, et $U_{sort} = 0$.

Si à l'une des entrées on maintient une tension U_{ent}, la cathode de la soupape V_4 aura un potentiel plus élevé que l'anode et la soupape se bloque, le circuit de commande est ouvert et à la sortie de l'amplificateur apparaît une tension.

La fig. 7-22,*b* donne le schéma de l'élément logique ET à deux entrées. Le signal de sortie n'est délivré que si aux deux entrées apparaît un signal et que les soupapes de polarisation V_5, V_6 soient bloquées par le potentiel positif U_{ent}. Si l'une des entrées (le montage peut éventuellement comporter trois ou plus d'entrées), par exemple l'entrée *1*, n'a pas de signal, la soupape V_6 est débloquée, le circuit de l'enroulement w_c est fermé par V_3, le noyau de l'am-

plificateur magnétique voit son aimantation s'inverser et à la sortie le signal est absent.

La puissance des signaux d'entrée des éléments magnétiques logiques est ordinairement de l'ordre de 0,01 W, quant à la puissance de sortie elle est de 0,15 W, ce qui est insuffisant pour l'entraînement des appareils. Pour amplifier les signaux de sortie, on recourt à des amplificateurs magnétiques auxiliaires.

Les éléments logiques à transistors sont basés sur l'amplificateur semi-conducteur à courant continu fonctionnant par « tout ou

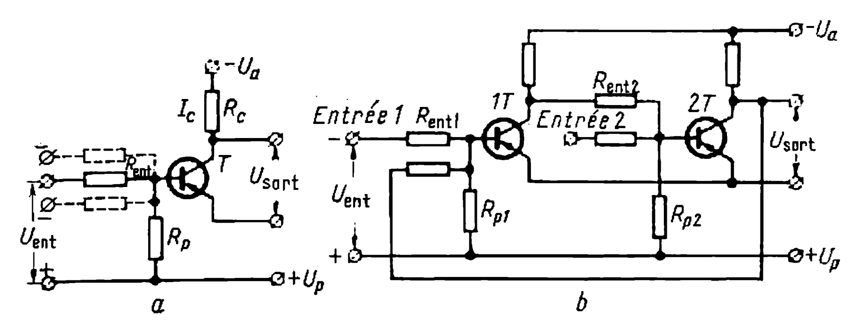


Fig. 7-23. Eléments logiques à transistors

rien » (fig. 7-23,*a*). En l'absence du signal d'entrée la base de la triode T reçoit une polarisation positive U_p ; la triode est bloquée vu l'impédance élevée de la jonction émetteur-collecteur, la tension U_{sort} est donc grande et voisine de la tension d'alimentation U_a. Si à l'entrée de la triode le signal est négatif, la triode T est débloquée et laisse passer le courant de collecteur I_c, l'impédance de la jonction émetteur-collecteur diminue sensiblement et U_{sort} devient nulle. Ainsi un amplificateur extrêmement simple ne comportant qu'un seul transistor réalise l'opération logique NON. Le montage décrit est l'élément de base de divers éléments logiques construits. En connectant à la base de la triode deux ou plusieurs entrées (en pointillé sur la fig. 7-23,*a*), on obtient un élément réalisant l'opération OU-NON.

A partir de deux amplificateurs à transistors de construction simple, il est facile de réaliser un élément logique à fonction MÉMOIRE. Pour cela le signal de sortie émis par le premier élément est envoyé à l'une des entrées du second élément (fig. 7-23,*b*).

Dans les éléments logiques à transistors, le temps d'action (temps de passage du signal de l'entrée à la sortie) est fonction des paramètres du schéma de montage de l'élément et diffère pour deux éléments du même type.

Les éléments logiques utilisent des triodes et des diodes de faible puissance : puissance d'entrée inférieure à une valeur variant de 5

à 10 mW et celle de sortie de 100 à 150 mW. C'est la raison pour laquelle on a recours, pour la manœuvre d'appareils électromécaniques (interrupteurs, électroaimants, moteurs de faible puissance, etc.), à des amplificateurs de sortie à transistors.

Examinons quelques schémas simples de commande par moyens statiques. Pour l'établissement des schémas de commande à éléments logiques statiques à la différence des schémas classiques à relais on n'utilise que les fonctions logiques qui sont les seules figurées. Les schémas de montage à éléments statiques peuvent être établis soit à partir de schémas classiques disponibles, soit sans en tenir

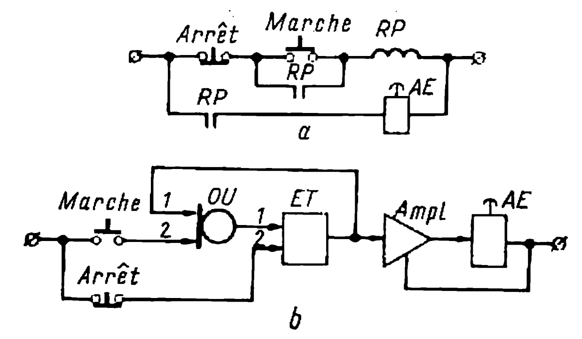


Fig. 7-24. Schéma de commande d'un accouplement électromagnétique

compte. Le premier procédé est plus simple surtout si le montage à réaliser n'est pas trop compliqué, mais le deuxième est plus correct bien qu'il nécessite l'application de règles de la logique algébrique conduisant à des montages rationnels à nombre minimal d'éléments statiques.

La fig. 7-24,*a* présente une version du schéma de manœuvre d'accouplement électromagnétique par boutons *Marche* et *Arrêt* utilisant un relais électromécanique intermédiaire *RP*.

Dans un montage statique, la pression sur le bouton *Marche* déclenche le signal d'entrée *2* de l'élément *OU* dont l'émission de sortie *1* est transmise à l'élément *ET*. A l'entrée de ce dernier on maintient en outre le signal *2* par suite de la fermeture du bouton *Arrêt*, l'élément *ET* délivre donc à sa sortie un signal qui connecte, par l'amplificateur *Ampl*, l'accouplement électromagnétique *AE*. La réaction bouclant *ET-OU* permet de retenir dans la «mémoire» le signal initial émis par le bouton *Marche*, la nécessité de maintenir le bouton enclenché est donc supprimée. La mise hors fonctionnement de l'accouplement électromagnétique *AE* s'effectue à l'aide du bouton *Arrêt* qui supprime le signal *2* de l'élément *ET* et, par la suite, enlève la connexion avec *AE*; simultanément, disparaît le signal à l'entrée *1* de l'élément *OU*.

Le montage statique de commande de contacteurs inverseurs *Av* et *Ar* présente également un intérêt. Sur la fig. 7-25,*a* on a présenté une variante à contacts ne nécessitant pas d'explications. Dans le montage statique (fig. 7-25,*b*) la manœuvre des contacteurs *Av* et *Ar* est commandée par deux cellules logiques MÉMOIRE (*1M* et *2M*) constituées d'éléments *OUD* (OU avec *interdiction*) et *ET*.

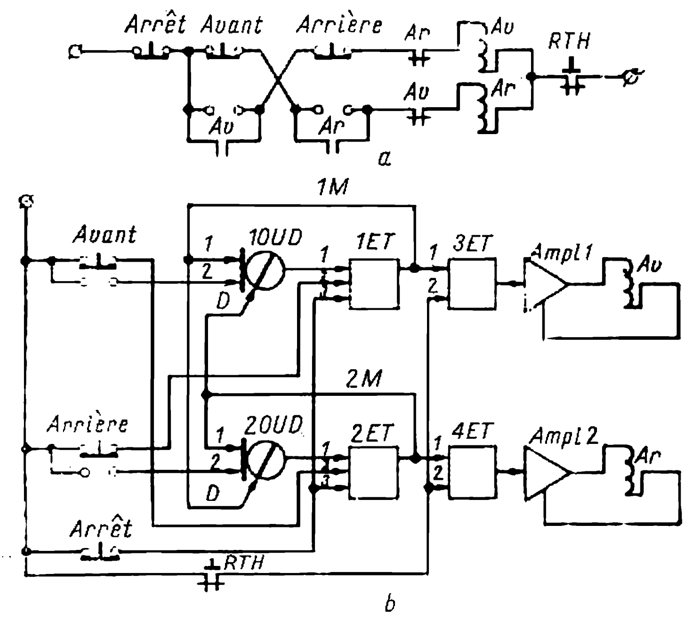


Fig. 7-25. Schéma de commande des contacteurs inverseurs *Av* et *Ar*

Le montage fonctionne de la façon suivante. En appuyant sur le bouton *Avant,* on déclenche à la sortie de *1M* un signal (à condition que les boutons *Arrière* et *Arrêt* ne sont pas enfoncés et le signal d'interdiction *D* de l'élément *1OUD* est nul). Le signal de réaction de la sortie de l'élément *1ET* est transmis à l'entrée *1* de l'élément *1OUD* et la cellule de mémoire *1M* demeure connectée après le relâchement du bouton *Avant.* Donc, l'élément *3ET* reçoit le signal *1* émis par *1ET* et le signal *2* (par le contact du relais thermique *RTH*), par suite, *3ET* déclenche à sa sortie un signal qui ferme, par l'amplificateur *1Ampl,* le contacteur *Av.* Le contacteur *Ar* est actionné de façon identique. En outre, le signal de sortie de *1ET* est transmis à l'interdiction *D* de l'élément *2OUD* et assure le verrouillage électrique interdisant la fermeture du contacteur *Ar* quand le contacteur *Av* est fermé. Un verrouillage identique est réalisé par le si-

gnal d'interdiction *D* de sortie de l'élément *2ET* appliqué à l'entrée de *1OUD*.

Si, le contacteur *Av* étant fermé, on agit sur le bouton *Arrière*, le signal de maintien *2* est supprimé à l'entrée de *1ET*, la cellule de mémoire *1M* n'est plus connectée et le contacteur *Av* s'ouvre. La cellule de mémoire *2M* est alors connectée ainsi que le contacteur *Ar* par l'intermédiaire de *4ET* et *2Ampl.*

En actionnant le bouton *Arrêt* on supprime le signal de maintien *3* aux entrées *1ET*, *2ET*, en déconnectant la mémoire *1M* ou *2M* et le contacteur *Av* ou *Ar*.

En associant des éléments logiques correspondants, on peut pratiquement composer un montage quelconque, plus ou moins complexe, de commande de moteurs par moyens statiques.

Les montages statiques nécessitent un nombre d'éléments de beaucoup supérieur aux montages équivalents à relais et contacts, par suite leur réalisation est très onéreuse.

Toutefois les ensembles à commande statiques offrent de larges perspectives pour l'avenir et doivent être recommandés chaque fois où en premier lieu une grande fiabilité est exigée.

CHAPITRE VIII

SYSTÈMES DE COMMANDE AUTOMATIQUE À BOUCLE FERMÉE

8-1. Généralités

Dans les systèmes modernes de commande électrique, comme nous l'avons déjà indiqué, on trouve souvent des systèmes de commande automatique à boucle fermée destinés à assurer les régimes requis de fonctionnement des mécanismes de production indépendamment de la variation des effets perturbateurs.

A titre d'exemple, indiquons le schéma de réglage (de maintien) de la vitesse d'un moteur à courant continu à excitation indépendante conduit d'après le système génératrice-moteur (fig. 8-1).

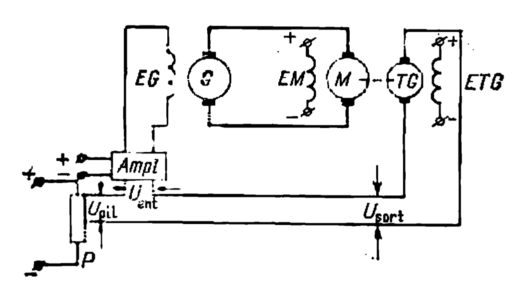


Fig. 8-1. Schéma de principe du réglage automatique de la vitesse d'un moteur à excitation indépendante

Comme nous l'avons déjà expliqué (voir § 3-4), pour réaliser le réglage automatique il faut tout d'abord mesurer la grandeur à régler. On utilise à cette fin un organe de mesure — un tachygénérateur (*TG*). Ensuite, le résultat de mesure sous forme de la tension du tachygénérateur U_{sort} est comparé à une grandeur donnée U_{pil} et la différence U_{ent} est appliquée à l'organe régulateur.

Généralement l'énergie de l'organe de mesure est insuffisante pour actionner l'organe régulateur et pour cette raison il devient nécessaire d'introduire des dispositifs amplificateurs et convertisseurs *Ampl* entre les organes de mesure et de réglage. Dans l'exemple considéré l'organe de réglage est formé par la génératrice à enroulement d'excitation *EG*.

Les éléments énumérés (organe de mesure, amplificateur et organe régulateur) font partie du dispositif qui assure le réglage.

De cette façon le système de réglage automatique comprend le dispositif à régler et le régulateur qui répond aux variations de la grandeur à régler.

Le système de réglage automatique dans lequel le circuit d'action se ferme se caractérise par la présence des circuits de réaction;

il comporte au moins une réaction qui réunit la sortie du système avec son entrée. De plus, il peut y avoir des réactions dites internes qui réunissent la sortie et l'entrée des divers éléments du système de réglage automatique.

Les réactions se divisent en réactions rigides et réactions souples. Les réactions rigides agissent durant les régimes transitoires et les régimes permanents de fonctionnement des systèmes, tandis que les réactions souples agissent seulement en régime transitoire. On distingue aussi les réactions positives (ou tout simplement réactions) et les réactions négatives (dites contre-réactions). Lors d'accroissement de la grandeur réglée une réaction positive l'augmente tandis qu'une réaction négative la diminue. Les réactions peuvent transmettre des signaux proportionnels à l'angle de rotation, à la vitesse, à la tension, au courant, etc. Dans ces cas elles sont appelées respectivement réactions d'angle, de vitesse, de tension et de courant. Les réactions peuvent être réalisées par les jonctions électriques, mécaniques, etc.

Le réglage automatique de la vitesse dans le montage de la fig. 8-1 est assuré de la façon suivante. Supposons que la charge sur l'arbre du moteur augmente; sa vitesse et la tension du tachygénérateur diminuent respectivement et la tension à l'entrée de l'amplificateur augmente, ce qui accroît la tension aux bornes de l'induit du moteur et, par conséquent, maintient sa vitesse. Plus le gain de l'amplificateur est grand, plus la vitesse du moteur est maintenue de façon précise à la valeur imposée.

On appelle gain (coefficient d'amplification) k d'un élément du système de réglage le rapport de sa grandeur de sortie à sa grandeur d'entrée en régime permanent, le système étant ouvert *):

$$k = \frac{x_{\text{sort. p}}}{x_{\text{ent. p}}}. \tag{8-1}$$

Le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée donne le gain en puissance. De façon analogue les rapports des tensions et des courants donnent respectivement les gains en tension et en courant.

D'après leur principe de fonctionnement on peut diviser les systèmes de commande automatique en trois classes :

1. Les systèmes à action continue où la liaison entre les grandeurs réglée et prescrite n'est pas perturbée.

2. Les systèmes à action impulsionnelle qui assurent la commande seulement au bout d'intervalles de temps déterminés.

3. Les systèmes à relais qui entrent en jeu seulement lorsque la grandeur imposée atteint une valeur déterminée et cessent d'agir

*) Au lieu de l'expression gain on utilise parfois l'expression « coefficient de transfert ».

lorsqu'elle y devient inférieure. L'élément de mesure de ces systèmes peut fournir seulement un signal positif ou un signal négatif, égaux en valeur absolue. L'élément de mesure le plus simple de tels systèmes est évidemment le relais polarisé.

La loi selon laquelle varie la grandeur imposée en fonction du temps permet de diviser les systèmes de commande automatique également en trois groupes:

1. Les systèmes à valeur constante (ou variant peu) de la grandeur imposée où la grandeur réglée est maintenue automatiquement constante. Ces systèmes sont appelés *systèmes à réglage automatique* proprement dits (ou systèmes de maintien de la grandeur réglée).

2. Les systèmes où la grandeur imposée varie selon un programme déterminé, préalablement établi, appelés *systèmes de commande programmé*.

3. Les systèmes où la grandeur imposée peut varier dans de larges limites et selon une loi quelconque, appelés *systèmes asservis*.

Notons qu'il existe des systèmes de commande automatique présentant les caractéristiques de différents groupes. De tels systèmes sont dits systèmes combinés.

A noter que la plupart des systèmes usuels de commande automatique comportent des éléments non linéaires, où les grandeurs de sortie sont liées aux grandeurs d'entrée par des relations non linéaires. Par exemple, la tension d'une génératrice à courant continu est liée de façon non linéaire au courant d'excitation en raison de la saturation du circuit magnétique.

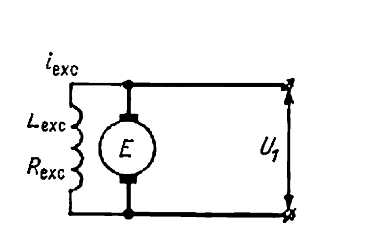
La plupart des systèmes pratiques de commande automatique étant non linéaires, l'analyse mathématique précise de leur fonctionnement est difficile. Pour les calculs pratiques on a souvent recours à la linéarisation des systèmes avec une précision plus ou moins grande, en remplaçant les éléments non linéaires par des éléments linéaires.

Dans son étude « Le problème général de la stabilité du mouvement » (1892) le mathématicien A. Liapounov a démontré qu'un système est stable si son approximation linéaire est stable. Si l'approximation linéaire est instable, le système l'est aussi. Nous examinerons surtout les systèmes linéaires ou linéarisés.

Les éléments faisant partie des systèmes électromécaniques de réglage automatique sont fort divers. On utilise comme élément de mesure des selsyns, des potentiomètres, des transformateurs rotatifs, des capteurs tensométriques à induction, etc. On peut réaliser la transformation et l'amplification des signaux à l'aide d'amplificateurs électriques, électroniques, rotatifs, magnétiques, mécaniques, pneumatiques et hydrauliques. Comme moteurs on peut utiliser dans les systèmes de réglage automatique des moteurs à courant continu ou alternatif ainsi que des moteurs pneumatiques ou hydrauliques.

8-2. Commande automatique des moteurs électriques avec emploi des amplificateurs rotatifs (amplidynes)

Les systèmes de commande automatique utilisent souvent des amplidynes qui facilitent le contrôle des systèmes de commande par leur gain élevé et créent les conditions optimales à l'écoulement des processus transitoires. Les systèmes de commande avec amplidynes assurent la continuité de la commande et permettent de sommer dans ces amplidynes un grand nombre de signaux de contrôle transformés facilement à l'aide de redresseurs à semi-conducteurs.



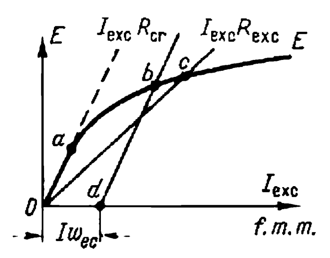


Fig. 8-2. Principes de fonctionnement d'un amplificateur rotatif à auto-excitation critique

Les amplificateurs rotatifs (*AMR*) sont: a) à auto-excitation critique; b) à circuit magnétique fortement saturé; c) à champ transversal.

L'*amplificateur rotatif à auto-excitation critique* est une machine de construction normale. Le principe de fonctionnement d'un tel amplificateur est indiqué sur les fig. 8-2 et 8-3. Dans le cas le plus simple il comporte un enroulement série ou dérivation accordé sur l'auto-excitation critique et un enroulement de contrôle complémentaire. Ces machines sont parfois appelées amplificateurs rotatifs à champ longitudinal.

La fig. 8-2 montre le schéma d'une machine à un enroulement d'excitation. La ligne qui détermine la tension aux bornes de l'enroulement d'excitation est dans ce cas tangente à la caractéristique à vide $E = f(I_{exc})$ dans sa zone linéaire (non saturée). Son état au point *a* est instable car la machine perd facilement son excitation.

En diminuant la résistance du circuit d'excitation on peut obtenir une ligne de tension moins inclinée *Oc*. Dans ce cas le fonctionnement de la machine sera stable. De telles machines ne sont pas utilisées comme amplificateurs en raison de leur faible gain en puissance. De plus, on ne peut en régler la tension qu'entre des limites assez étroites, car dans la zone où la tension est inférieure à 50 % de la tension nominale le réglage devient instable.

On élimine ces défauts dans une machine à auto-excitation critique en utilisant un enroulement de contrôle auxiliaire *EC* schématisé sur la fig. 8-3,*a*. La fig. 8-2 montre qu'il suffit de créer une

faible f.m.m. (à l'aide de l'enroulement de contrôle) égale à Iw_{ec} pour obtenir une f.é.m. relativement grande de la génératrice; la ligne qui caractérise la tension aux bornes de l'enroulement d'excitation *db* se déplace alors parallèlement au tronçon *Oa*.

La fig. 8-3,*b* montre le branchement de l'enroulement de contrôle dans un schéma à réaction par l'intermédiaire d'une certaine tension pilote U_2. Si la tension de sortie U_1 diffère alors de la tension prescrite, par l'enroulement de contrôle circule un courant qui fait varier la f.é.m. de l'induit de l'amplificateur. Souvent dans les

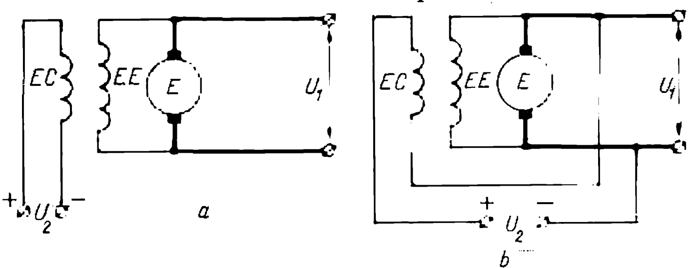


Fig. 8-3. Schémas de branchement des enroulements de contrôle d'un amplificateur rotatif à auto-excitation critique

schémas de contrôle l'amplificateur sert de régulateur destiné à stabiliser la vitesse ou un autre paramètre. Pour que la stabilité d'un état donné du régulateur soit assurée la réaction doit être négative, et le courant dans l'enroulement de contrôle déterminé par la différence de tension:

$$I_{ec} = \frac{U_2 - U_1}{R_{ec}}. \tag{8-2}$$

Pour que le régulateur fonctionne de façon précise il faut prendre des mesures pour éliminer l'influence du magnétisme rémanent. Ces régulateurs connaissent des gains en puissance de 600 et même 700.

La fig. 8-4 donne un schéma d'un amplificateur à auto-excitation critique utilisé comme régulateur pour maintenir la vitesse constante dans un système génératrice-moteur.

On sait que si la charge sur l'arbre d'un moteur à courant continu croît, la vitesse du moteur diminue par suite de l'augmentation de la chute de tension dans le circuit d'induit. De plus, la vitesse du moteur peut diminuer ou augmenter si l'on fait varier la f.é.m. de la génératrice.

L'utilisation d'un dispositif qui compense automatiquement la chute de tension lors de la variation de la charge permet de rendre la caractéristique beaucoup plus rigide et de maintenir la vitesse presque constante indépendamment de la charge.

C'est sur ce principe qu'est fondé le schéma du régulateur de tension à amplificateur rotatif indiqué sur la fig. 8-4. Sur le même arbre que la génératrice tourne l'induit de l'amplificateur rotatif à auto-excitation critique *P* qui joue le rôle de régulateur. Le régulateur lui-même est une petite machine à courant continu comportant trois enroulements d'excitation: un enroulement série d'auto-excitation comprenant deux parties identiques *EP1* et *EP2*, un enroulement de contrôle *EP3* connecté aux bornes de l'induit du moteur *M* et un enroulement de contrôle *EP4* parcouru par un courant proportionnel au courant d'induit du moteur *M*.

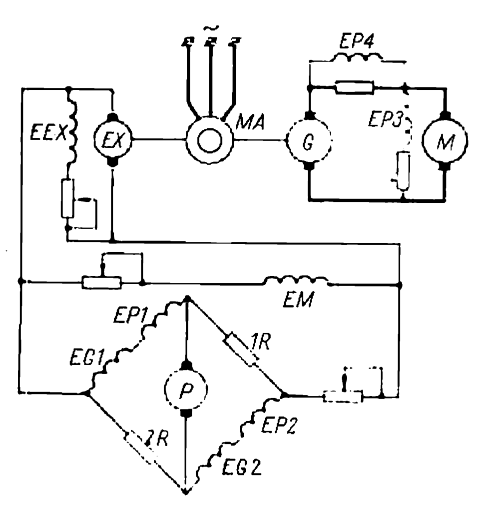


Fig. 8-4. Schéma de principe du branchement d'un amplificateur à auto-excitation critique dans un système G-M

L'enroulement d'excitation de la génératrice principale *G* est aussi divisé en deux parties identiques *EG1* et *EG2* connectées en série respectivement avec les enroulements du régulateur *EP1* et *EP2*. Ces enroulements forment les branches d'un pont aux résistances *1R* et *2R* ; dans la diagonale du pont est branché l'induit du régulateur. Les branches du pont sont équilibrées, c'est-à-dire qu'elles ont des résistances identiques, et dans un tel schéma l'alimentation indépendante de l'enroulement d'excitation de la génératrice *EG1* et *EG2* est donc assurée par deux sources: 1) une source indépendante formée par l'excitatrice *EX* ; 2) l'enroulement de l'induit du régulateur *P*.

De même dans les enroulements d'excitation du régulateur *EP1* et *EP2* passent un courant d'induit du régulateur et un courant indépendant d'excitation de la génératrice. Ils combinent pour cette raison les fonctions d'enroulements d'auto-excitation et d'enroulements de contrôle par lesquels passe le courant indépendant d'excitation de la génératrice. La force magnétomotrice des enroulements *EP1* et *EP2* est opposée à la f.m.m. de l'enroulement *EP3* mais agit dans le même sens que la f.m.m. de l'enroulement *EP4*.

De cette façon, l'enroulement *EP3* réalise la réaction négative en tension et l'enroulement *EP4* la réaction positive en courant. Le régime permanent est déterminé par la relation $Iw_r = I_{exc}w_s + I_i w_i - I_u w_u = 0$, où Iw_r est la f.m.m. résultante du régulateur et I_{exc}, I_i et I_u, les courants qui traversent les enroulements d'exci-

tation du régulateur (respectivement *EP1* et *EP2*, *EP4* et *EP3*). Lorsque la charge du moteur *M* augmente, son courant d'induit croît, sa vitesse de rotation diminue et la grandeur Iw_r n'est plus égale à 0, un flux magnétique du régulateur apparaît, ainsi qu'une f.é.m. et un courant dans le circuit du régulateur. Ce courant se compose de deux parties égales de courant complémentaire qui traverse les deux branches du pont. Lorsque le courant complémentaire passe par l'enroulement d'excitation de la génératrice, la tension aux bornes du moteur augmente, la chute de tension dans le circuit d'induit est compensée et le moteur revient à sa vitesse antérieure. Plus la charge sur l'arbre du moteur est grande, plus le courant dans l'induit du régulateur est grand et, par conséquent, la f.é.m. de la génératrice augmente et la vitesse du moteur reste pratiquement constante.

Lorsque la tension aux bornes de la génératrice augmente, par exemple, par suite de la diminution de la charge sur l'arbre du moteur *M*, le courant dans l'enroulement du régulateur *EP4* diminue et le courant dans l'enroulement *EP3* augmente, ce qui fait diminuer la f.m.m. résultante du régulateur ; pour cette raison le courant dans le circuit d'induit du régulateur diminue et la tension de la génératrice *G* revient à sa valeur antérieure. Un état d'équilibre s'établit et le moteur reprend sa vitesse antérieure.

On peut imposer une certaine valeur à la vitesse du moteur en insérant deux rhéostats, l'un dans le circuit de l'enroulement de la génératrice, l'autre dans le circuit de l'enroulement d'excitation du moteur *EM*.

L'utilisation d'un régulateur à auto-excitation critique permet d'étendre les limites de réglage du moteur dans un système à génératrice séparée et de les amener à (100 à 120): 1.

Ces limites peuvent être atteintes par réglage de la f.é.m. de la génératrice dans une gamme de 60: 1 et par affaiblissement du champ du moteur de 2: 1.

L'*amplificateur rotatif à circuit magnétique fortement saturé* est généralement branché suivant le schéma de la fig. 8-5. Le rôle d'amplificateur y est joué par l'excitatrice *EX* alimentant l'enroulement d'excitation de la génératrice *G*. L'excitatrice comporte deux enroulements: un enroulement de contrôle *EC* et un enroulement différentiel *ED* pour la réaction en tension.

L'excitatrice en question présente la particularité d'être très saturée lors de l'action de la f.m.m. d'un enroulement de contrôle *EC*. Le point *b* de la courbe de f.é.m. de l'excitatrice correspond à cette position (fig. 8-6).

Vu la saturation du circuit magnétique l'inductance des enroulements diminue, ce qui contribue à réduire la constante de temps et, par conséquent, à augmenter la rapidité de réponse de l'amplificateur.

La constante de temps de l'enroulement de contrôle étant petite, lors du branchement de cet enroulement la tension de l'excitatrice augmente très rapidement et elle atteint une valeur de plusieurs fois supérieure à la tension nominale pour l'enroulement d'excitation *EG* de la génératrice. Par conséquent, l'accroissement de la f.é.m. de la génératrice *G* est forcé; en même temps la f.m.m. engendrée par l'enroulement *ED*, opposée à la f.m.m. de l'enroulement de contrôle *EC*, augmente.

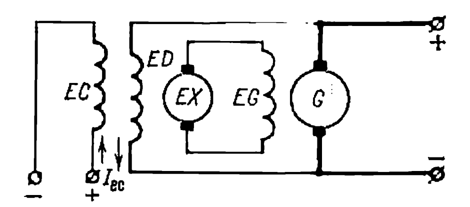


Fig. 8-5. Schéma de branchement d'un amplificateur rotatif à circuit magnétique fortement saturé

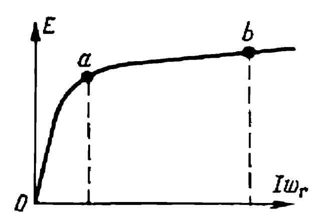


Fig. 8-6. L'allure de graphique de $E = f(I\omega)$ lors du fonctionnement d'un amplificateur rotatif à circuit magnétique fortement saturé

La fig. 8-6 montre que l'accroissement de la f.m.m. de l'enroulement différentiel jusqu'à la valeur *Iw* (point *a*) par suite de la forte saturation de l'excitatrice ne provoquera pas une diminution notable de la tension aux bornes de l'enroulement d'excitation de la génératrice. Mais si la f.é.m. de la génératrice continue à augmenter, elle crée une f.m.m. plus grande de l'enroulement différentiel et la f.é.m. de l'excitatrice diminue brusquement (partie de la courbe à gauche du point *a*).

Une diminution brusque de la f.é.m. de l'excitatrice jusqu'à sa valeur nominale prouve l'interruption automatique de l'accroissement forcé qui avait lieu pendant le démarrage du moteur de commande.

L'*amplificateur rotatif à champ transversal* fut un temps le plus répandu. Ce genre d'amplificateur est utilisé dans de nombreux systèmes de commande électrique industriels comme génératrice alimentant directement le moteur électrique ou comme excitatrice des machines puissantes. Le large emploi de l'amplificateur rotatif à champ transversal a été déterminé en premier lieu par le fait qu'il permet de contrôler les systèmes de commande de grande puissance avec une très petite puissance appliquée à l'entrée.

L'amplificateur rotatif à champ transversal a une inertie électromagnétique relativement petite, ce qui permet d'augmenter la vitesse d'écoulement des processus transitoires.

Comme l'indique la fig. 8-7, une telle amplidyne comporte deux enroulements: un enroulement d'excitation, ou enroulement de contrôle, et un enroulement d'induit.

Sur le collecteur de l'amplidyne sont montées à 90° deux paires de balais, l'une suivant l'axe transversal *I-I* et l'autre suivant l'axe longitudinal *II - II*. Les balais situés sur l'axe *I - I* sont

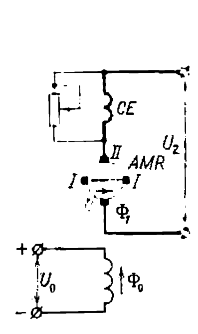


Fig. 8-7. Schéma de principe du branchement d'un amplificateur rotatif à champ transversal

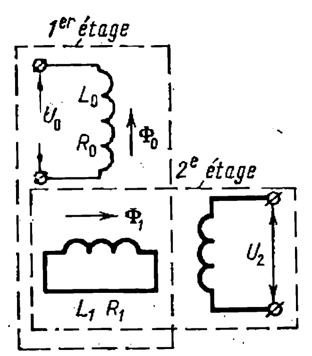


Fig. 8-8. Schéma équivalent du fonctionnement de l'amplificateur rotatif à champ transversal

court-circuités; la charge est connectée aux balais situés sur l'axe *II - II*.

Lorsqu'on applique la tension à l'enroulement de contrôle, dans la machine prend naissance un flux Φ_0 immobile dans l'espace qui provoque le passage du courant dans le circuit fermé de l'axe transversal de l'induit tournant. Le flux magnétique de réaction d'induit Φ_1 également immobile dans l'espace est dirigé suivant l'axe des balais transversaux. Le flux Φ_1 induit une f.é.m. aux balais de l'axe longitudinal de l'induit. Si l'on connecte la charge aux balais de l'axe longitudinal, dans le circuit passe un courant qui crée un flux de réaction d'induit opposé à Φ_0; pour que l'amplificateur fonctionne normalement il faut donc prendre des mesures pour le compenser en utilisant un enroulement de compensation *CE*. Dans certains cas l'amplificateur rotatif à champ transversal comporte en plus des enroulements énumérés d'autres enroulements destinés à amplifier les flux suivant les axes longitudinal et transversal, à assurer la stabilisation, etc.

On peut représenter l'amplificateur rotatif à champ transversal comme un amplificateur à deux étages analogue à un système à une excitatrice et une génératrice; schématiquement cette division est indiquée sur la fig. 8-8. Le premier étage d'amplification comprend

l'enroulement de contrôle et le circuit d'induit court-circuité, tandis que le second étage comprend le circuit d'induit court-circuité formant l'enroulement d'excitation du deuxième étage combiné avec l'enroulement d'induit et le circuit de sortie de l'induit.

L'enroulement de contrôle de l'amplificateur crée une faible f.m.m. néanmoins suffisante pour obtenir le courant nominal dans le circuit transversal.

La f.m.m. réduite de l'enroulement de contrôle détermine le faible poids de cet enroulement et, par conséquent, la constante de temps faible du premier étage. Dans les schémas, où dans le circuit de l'enroulement de contrôle sont branchées différentes résistances ohmiques, la constante de temps du circuit du premier étage est extrêmement petite.

L'enroulement d'excitation du deuxième étage disposé dans les encoches de l'induit a un poids inférieur à celui des enroulements de contrôle concentrés aux pôles. Pour cette raison la constante de temps du deuxième étage est aussi relativement minime.

Certains types d'amplificateurs rotatifs à champ transversal ont une constante de temps totale ne dépassant pas 0,07 à 0,1 s.

Le gain en puissance d'un amplificateur rotatif à champ transversal est déterminé d'après la formule

$$k=\frac{U_2I_2}{U_0I_0}, \tag{8-3}$$

où U_2 est la tension de sortie; I_2, le courant de charge; U_0, la tension à l'entrée de l'amplificateur; I_0, le courant de contrôle.

Le gain d'amplification total peut être représenté sous la forme de deux coefficients:

$$k=\frac{U_2I_2}{E_1I_1}\frac{E_1I_1}{U_0I_0}=k_2k_1, \tag{8-4}$$

où E_1 et I_1 sont la f.é.m. et le courant du circuit court-circuité; k_1, le gain du premier étage; k_2, le gain du second étage.

Un amplificateur rotatif à champ transversal a généralement des gains différents: pour le premier étage k est généralement plus grand que celui du second étage. Pour un amplificateur de construction normale généralement $k_1 = 200$ et $k_2 = 50$. Le gain total est donc $k = 10\,000$.

Pour obtenir un gain aussi élevé on fabrique l'amplificateur rotatif à champ transversal en acier de haute qualité, ce qui assure des faibles pertes à l'excitation. La qualité de l'acier influe aussi sur la tension rémanente de l'amplificateur. Le gain de l'amplificateur dépend de la valeur de l'entrefer et de la vitesse de rotation de l'induit.

La fig. 8-9,*a* donne le schéma de principe du contrôle automatique d'un moteur à courant continu *M* dans un système génératrice-moteur avec un amplificateur rotatif à champ transversal. Ce schéma assure au moteur des caractéristiques mécaniques très rigides, ce qui permet d'étendre considérablement la gamme de réglage de sa vitesse, jusqu'à (60 à 100) : 1, en comparaison d'un système normal génératrice-moteur fonctionnant dans un cycle de contrôle

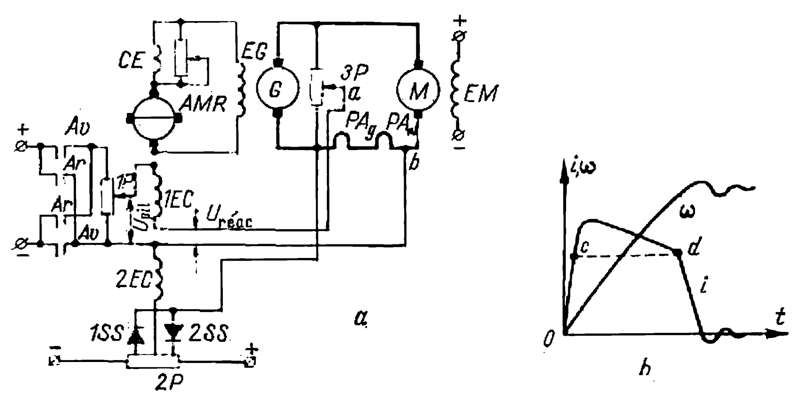


Fig. 8-9. Schéma de principe du contrôle automatique d'un moteur à courant continu avec un amplificateur rotatif à champ transversal

ouvert. A l'enroulement de contrôle *1EC* de l'amplificateur rotatif sont appliquées simultanément : 1) la tension pilote U_{pil} provenant du potentiomètre *1P* et 2) la tension de réaction $U_{\text{réac}}$ prélevée aux points *a* et *b*. La tension $U_{\text{réac}}$ comprend la tension prélevée sur une partie du potentiomètre *3P* proportionnelle à la tension de la génératrice et la chute de tension dans les enroulements des pôles auxiliaires de la génératrice PA_{g} et du moteur PA_{m} proportionnelle au courant traversant l'induit du moteur. Si la composante proportionnelle à la tension de la génératrice agit en sens inverse de la tension pilote, la tension proportionnelle au courant dans le circuit d'induit agit dans le même sens. De cette façon

$$U_{\text{réac}} = \alpha U_{\text{g}} - \beta IR = \alpha E_{\text{g}} - \alpha\lambda IR - \beta IR = \alpha c\omega + \alpha IR - \\ - \alpha\lambda IR - \beta IR, \qquad (8.5)$$

où

$$\alpha = \frac{r_{\text{a}}}{R_{3P}};$$

$$\beta = \frac{r_{PA_{\text{g}}} + r_{PA_{\text{m}}}}{R};$$

$$\lambda = \frac{r_{\text{ind.g}}}{R};$$

U_g, la tension aux bornes de la génératrice; r_a, une partie de la résistance du potentiomètre *3P* sur laquelle est prélevé le signal de réaction en tension; R_{3P}, la résistance totale du potentiomètre *3P*; r_{PA_g} et r_{PA_m}, $r_{ind.\,g}$ et R, respectivement les résistances des enroulements des pôles auxiliaires de la génératrice et du moteur, de l'induit de la génératrice et la résistance totale du circuit d'induits génératrice-moteur.

Il résulte de la formule (8-5) que pour un moteur à flux magnétique invariable $U_{réac}$ est proportionnelle à la vitesse de rotation si entre les paramètres du circuit de réaction est observée la relation:

$$\alpha(1-\lambda)-\beta=0. \qquad (8\text{-}6)$$

Par conséquent, dans l'enroulement de contrôle *1EC* sont additionnés simultanément trois signaux dont l'un pilote, l'autre dû à la réaction en courant et le troisième dû à la contre-réaction en tension.

Le fonctionnement du schéma se ramène à ce qui suit: lors du branchement du circuit de contrôle et de l'application de la tension pilote U_{pil} la tension de la génératrice est pratiquement nulle et, par conséquent, la tension de contre-réaction est absente. Pour cette raison on applique à l'enroulement *1EC* une tension augmentée, ce qui assure un accroissement forcé du courant d'excitation de la génératrice. De plus, durant la phase initiale de démarrage sur la portion *Oc* de la courbe de courant (fig. 8-9,*b*) l'accroissement rapide du courant dans le circuit d'induit grâce à la réaction en courant contribue à forcer la mise en vitesse du moteur.

L'ensemble de limitation appelé encore ensemble de coupure de courant sert à limiter automatiquement le courant dans le circuit d'induit lors d'une surcharge. L'ensemble de limitation comprend un potentiomètre *2P* sur lequel on prélève la tension pilote, un groupe de soupapes *1SS* et *2SS* et un enroulement de contrôle *2EC* branché sur la différence de deux tensions: la tension prélevée sur le potentiomètre *2P* et la chute de tension dans les enroulements des pôles auxiliaires: PA_g-PA_m.

Tant que la tension aux enroulements des pôles auxiliaires de la génératrice et du moteur (lors de l'accroissement du courant dans le circuit d'induit) est inférieure à la tension pilote les soupapes *1SS* ou *2SS* bloquent l'ensemble de limitation de courant.

Le schéma comporte deux soupapes, car on prévoit la possibilité de faire démarrer le moteur dans un sens ou dans l'autre. Lorsque le courant dans le circuit d'induit atteint sa valeur limite et que la chute de tension dans les enroulements des pôles auxiliaires est supérieure à la valeur pilote, l'enroulement *2EC* est parcouru par le courant. Les f.m.m. des enroulements *1EC* et *2EC* étant opposées, lorsque le courant passe par l'enroulement *2EC*, la tension de

l'amplificateur rotatif diminue ainsi que la tension de la génératrice. Le courant dans le circuit d'induit cesse d'augmenter et le courant est maintenu automatiquement à peu près à la même valeur jusqu'à la fin de la mise en vitesse du moteur. La fig. 8-9,*b* donne les courbes approchées $i = f(t)$ et $\omega = \varphi(t)$ lors du démarrage.

Le début et la fin d'action de l'ensemble de coupure sont marqués respectivement par les lettres *c* et *d*.

Le contrôle continu présente des conditions analogues lors du renversement du sens de marche du moteur.

La possibilité de maintenir le courant du circuit d'induit presqu'à sa valeur constante maximale admissible assure les conditions optimales d'écoulement des phénomènes transitoires de la commande.

Il est facile de démontrer que dans le cas examiné on peut maintenir une vitesse donnée approximativement constante lorsque la charge sur l'arbre du moteur, ou la tension de la génératrice, varie.

Si, par exemple, pour une valeur donnée de U_{pil} la charge sur l'arbre du moteur augmente, le courant dans le circuit d'induit augmente, c'est-à-dire que la réaction positive est amplifiée et que la f.m.m. créée par l'enroulement *1EC* augmente. L'augmentation de la f.m.m. de l'enroulement *1EC* a lieu lorsque la tension de la génératrice diminue par suite de la diminution de sa vitesse de rotation.

Ainsi la variation de la charge provoque une variation automatique de la f.é.m. de la génératrice jusqu'à une valeur qui maintient à peu près la valeur antérieure de la vitesse.

8-3. Commande automatique des moteurs électriques par utilisation des amplificateurs magnétiques

La commande automatique des moteurs à courant continu et à courant alternatif utilise des amplificateurs magnétiques (AM). Ces derniers sont caractérisés par le fait qu'en l'absence de courant dans le circuit de contrôle ou dans l'enroulement de préexcitation (connecté à une source de courant continu) l'enroulement principal à courant alternatif présente une réactance inductive considérable.

Avec l'accroissement du courant continu dans l'enroulement de contrôle le circuit magnétique se sature et la réactance inductive de l'enroulement à courant alternatif diminue. La fig. 8-10 donne le schéma simplifié d'un amplificateur magnétique.

Dans les amplificateurs magnétiques une faible dépense de puissance à l'entrée (enroulement à courant continu) permet d'obtenir de grandes variations de puissance à la sortie. Par conséquent, les amplificateurs magnétiques présentent des gains en puissance importants qui atteignent des valeurs de plusieurs dizaines de milliers. Ils sont caractérisés aussi par une grande fiabilité.

Pour augmenter le gain en puissance on utilise, comme dans le cas de l'amplificateur rotatif, un enroulement complémentaire d'auto-excitation. Cet enroulement est appelé aussi enroulement de réaction positive et peut être branché en série ou en dérivation (fig. 8-11). Dans les schémas de commande automatique des moteurs électriques comportant des amplificateurs magnétiques on est souvent obligé d'introduire des contre-réactions. Les propriétés des contre-réactions ont été décrites au paragraphe 8-2 pour ce qui concerne les montages à amplificateur rotatif.

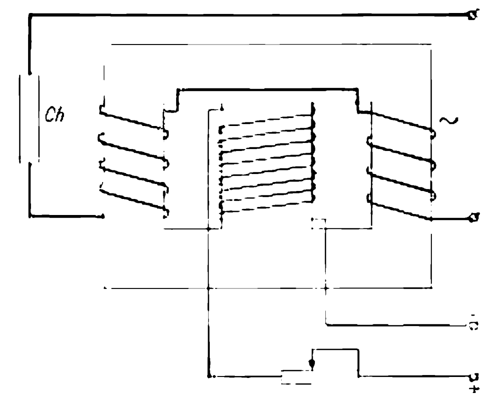


Fig. 8-10. Schéma simplifié d'un amplificateur magnétique:
Ch — charge

Les amplificateurs magnétiques peuvent être utilisés pour la commande automatique du démarrage, du freinage et du réglage de la vitesse des moteurs de faible puissance. Les amplificateurs magnétiques utilisés pour le réglage des puissants moteurs à grandes variations de vitesse sont encombrants. Les amplificateurs magnétiques présentent également le défaut d'avoir une inertie électromagnétique relativement élevée.

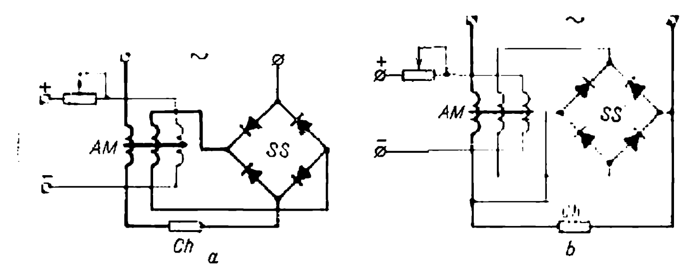


Fig. 8-11. Schéma des amplificateurs magnétiques à auto-excitation:
a — enroulement d'auto-excitation branché en série; *b* — enroulement d'auto-excitation branché en dérivation; *Ch* — charge; *SS* — soupape; *AM* — amplificateur magnétique

La fig. 8-12 donne le schéma de principe du démarrage d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit en fonction de la tension avec utilisation d'amplificateurs magnétiques. A l'instant du branchement du moteur la réactance inductive des enroulements princi-

paux des amplificateurs AM est grande et aux bornes statoriques du moteur est appliquée une tension réduite. A mesure que la vitesse augmente, le courant de démarrage diminue et la tension aux bornes du stator augmente. Aux bornes du stator est connectée une soupape à semi-conducteurs qui alimente les enroulements de contrôle des trois amplificateurs magnétiques. Vu l'accroissement de la tension aux bornes du stator lors du démarrage le courant dans les enroulements de préexcitation augmente et la réactance inductive des bobines diminue, ce qui fait augmenter la tension aux bornes du

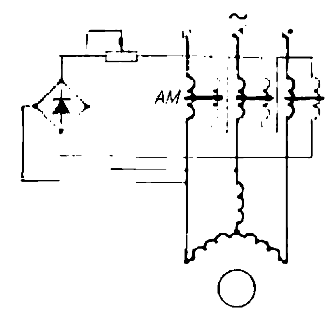


Fig. 8-12. Schéma de principe du démarrage d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit en fonction de la tension

Fig. 8-13. Schéma de démarrage d'un moteur asynchrone à rotor bobiné en fonction de la vitesse

stator. L'accroissement de la tension aux bornes du stator provoque à son tour un accroissement du courant dans les enroulements de préexcitation des amplificateurs, etc., jusqu'à saturation complète de ces derniers. La réactance inductive des enroulements principaux des amplificateurs s'approche pratiquement de zéro et aux bornes du moteur est appliquée presque toute la tension du réseau.

La nature des variations du courant et du couple lors du démarrage du moteur peut être réglée par le choix convenable du rapport de la constante de temps électromécanique du moteur à la constante de temps électromagnétique de l'enroulement de préexcitation de l'amplificateur.

La fig. 8-13 donne le schéma simplifié de démarrage d'un moteur asynchrone à bagues avec amplificateurs magnétiques. Les amplificateurs magnétiques AM shuntent la résistance dans le circuit rotorique et à l'instant initial, par suite de la grande réactance inductive des amplificateurs, la plus grande partie du courant rotorique passe par la résistance. A mesure que le moteur prend de la vitesse sous le contrôle du tachygénérateur *TG* le courant de préexcitation augmente et la réactance inductive de l'amplificateur diminue. Avec l'accroissement de la vitesse la réactance inductive de l'amplificateur diminue par suite de la diminution de la fréquence du

courant dans le circuit rotorique. A la fin du démarrage du moteur la réactance de l'amplificateur est voisine de zéro et la résistance ohmique dans le circuit rotorique est pratiquement court-circuitée. Le démarrage du moteur peut également être contrôlé en fonction de la tension entre les bagues du rotor ainsi qu'en fonction de la fréquence du courant dans le rotor. Pour obtenir les caractéristiques correspondantes du moteur on utilise des schémas qui combinent les appareils à relais et contacteurs avec des amplificateurs magnétiques.

Les amplificateurs magnétiques peuvent trouver un large emploi dans différents régulateurs automatiques. Prenons comme exemple de réglage automatique de la charge un *régulateur de glissement à amplificateurs magnétiques*. Comme nous l'avons déjà indiqué, le régulateur de glissement est destiné aux systèmes de commande à charge variant brusquement. Lorsque la charge atteint sa valeur limite une résistance additionnelle est insérée dans le circuit rotorique, ce qui fait augmenter le glissement, et le moteur est partiellement déchargé grâce à l'énergie cinétique fournie par le volant.

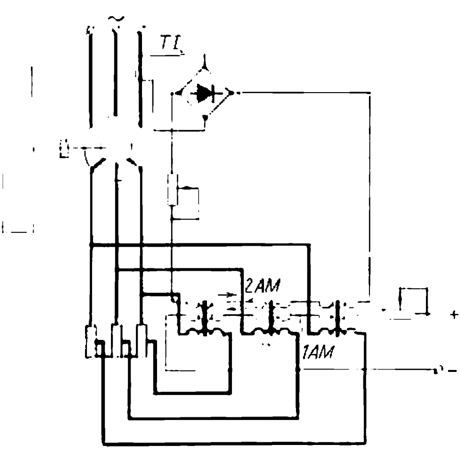


Fig. 8-14. Schéma d'un régulateur de glissement

La fig. 8-14 donne le schéma d'un régulateur automatique de glissement utilisant des amplificateurs magnétiques. Les enroulements principaux des amplificateurs magnétiques shuntent une partie de la résistance ohmique insérée dans le circuit rotorique. Les amplificateurs magnétiques possèdent deux enroulements de préexcitation : un enroulement *1AM* branché sur une tension continue et un enroulement *2AM* par lequel passe le courant redressé proportionnel au courant statorique traversant l'enroulement primaire du transformateur de courant *TI*. Les forces magnétomotrices des enroulements cités sont opposées et pour la charge nominale du moteur la f.m.m. de l'enroulement *1AM* est supérieure à celle de l'enroulement *2AM* mais leur différence est suffisante pour saturer le circuit magnétique des amplificateurs. Alors les résistances additionnelles sont pratiquement court-circuitées et le moteur tourne à pleine vitesse. Avec l'accroissement de la charge du moteur le courant dans l'enroulement *2AM* augmente, la f.m.m. résultante diminue et la réactance inductive augmente considérablement. Dans

le circuit rotorique est insérée une résistance ohmique branchée en parallèle avec la grande réactance inductive de l'amplificateur. La vitesse du moteur diminue et il est déchargé grâce à l'énergie cinétique fournie par le volant. Si la charge du moteur diminue, la f.m.m. résultante augmente et la vitesse du moteur augmente automatiquement.

Les amplificateurs magnétiques permettent de régler automatiquement la vitesse du moteur à courant alternatif comme à courant continu.

Le réglage de la vitesse des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit à l'aide des amplificateurs magnétiques peut être assuré en diminuant la tension appliquée au stator. Ce procédé, comme on le sait, n'assure pratiquement qu'une faible gamme de réglage. L'élargissement de la gamme de réglage peut être obtenu dans un système fermé de réglage à réactions correspondantes. Un tel mode de réglage de la vitesse d'un moteur à rotor en court-circuit n'est pas devenu très répandu : on ne l'utilise que pour les moteurs de faible puissance.

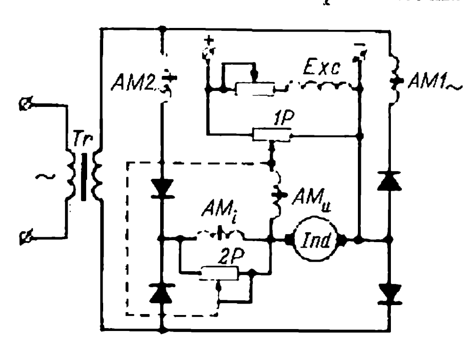


Fig. 8-15. Schéma de principe du réglage automatique de la vitesse d'un moteur à courant continu à l'aide des amplificateurs magnétiques

Il est possible de régler la vitesse des moteurs à bagues en insérant dans le circuit rotorique des échelons de résistance ohmique shuntés par des amplificateurs magnétiques. Ce système de réglage présente à peu près les mêmes caractéristiques que le réglage rhéostatique.

Le réglage de la vitesse des moteurs à courant continu à l'aide d'amplificateurs magnétiques est réalisé dans les montages où le moteur à courant continu est connecté sur le réseau alternatif par l'intermédiaire de redresseurs.

Le Centre d'études des machines-outils de coupe de Moscou a mis au point une série de moteurs à courant continu de 0,1 à 4,5 kW contrôlés par des amplificateurs magnétiques.

La fig. 8-15 donne le schéma de principe d'un tel système de commande avec alimentation par un réseau monophasé. En plus des enroulements à courant alternatif $AM1_{\sim}$ et $AM2_{\sim}$ l'amplificateur magnétique comporte deux enroulements de contrôle (enroulements de préexcitation) alimentés en courant continu AM_i et AM_u.

L'enroulement AM_u est en même temps enroulement pilote et enroulement de contre-réaction en tension ; cet enroulement est

parcouru par le courant dû à la différence des tensions prélevées sur le potentiomètre *1P* et les bornes d'induit du moteur. L'enroulement AM_i réalise la réaction positive en courant et est parcouru par un courant proportionnel à celui de l'induit du moteur. Le montage utilise un régulateur de vitesse jumelé *1P-2P*, la liaison entre la manette du potentiomètre *1P* et celle du rhéostat *2P* est indiquée en pointillé. Il est à noter que pour une tension pilote plus petite la réaction en courant augmente et les caractéristiques mécaniques du moteur se distinguent alors par une différence de vitesse plus petite que pour des valeurs plus grandes de la tension pilote. Il est évident qu'à une tension pilote plus grande pour la même charge correspond une plus grande vitesse du moteur.

Le maintien automatique de la vitesse du moteur constante avec une précision donnée est assuré de la façon suivante. Si pour une position donnée des manettes du régulateur la charge sur l'arbre du moteur augmente pour une raison quelconque, le courant dans l'enroulement de contrôle AM_i augmente et l'amplificateur est préexcité, la réactance inductive de ses enroulements $AM1_{\sim}$ et $AM2_{\sim}$ diminue, la chute de tension dans ces enroulements diminue et l'induit du moteur reçoit une tension plus élevée, c'est-à-dire que sa vitesse augmente (aproximativement jusqu'à la valeur initiale). L'existence d'une réaction positive dite interne contribue dans ce schéma à une préexcitation plus grande de l'amplificateur lorsque le moteur est sous charge. Cette réaction a pour particularité d'être créée par une composante continue du courant dans les enroulements à courant alternatif connectés en série avec un redresseur à une alternance. Avec l'accroissement de la charge du moteur le courant passant par les enroulements $AM1_{\sim}$ et $AM2_{\sim}$ croît et, par conséquent, la composante continue du courant augmente, ce qui diminue la chute de tension dans ces enroulements et compense en partie la diminution de la vitesse du moteur.

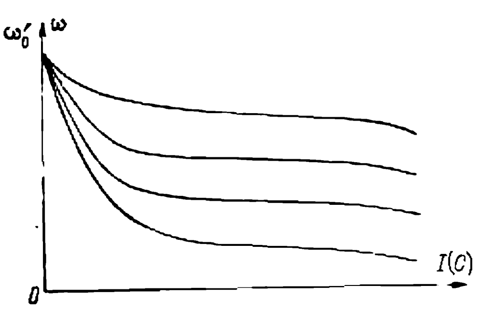


Fig. 8-16. Caractéristiques mécaniques approximatives d'un moteur à excitation indépendante (voir schéma de la fig. 8-15)

Examinons un autre cas de compensation automatique de la diminution de la vitesse. Si, la charge sur l'arbre du moteur étant constante, la tension aux bornes de l'induit diminue, la tension de contre-réaction diminue également, le courant dans l'enroulement de contrôle AM_u augmente, et donc la tension augmente automatiquement aux bornes de l'induit du moteur. De cette façon grâce à l'exis-

tence dans ce montage de réactions externes en tension et en courant ainsi que d'une réaction positive interne en courant, on arrive à obtenir des caractéristiques mécaniques relativement rigides et à assurer une gamme de réglage de la vitesse de l'ordre de (10 à 12) :1. La fig. 8-16 donne les caractéristiques mécaniques approximatives d'un moteur à excitation indépendante branché selon le schéma indiqué. On peut étendre la gamme de vitesses soit en augmentant la réaction en courant, soit en utilisant des amplificateurs magnétiques à plusieurs étages. Les montages assurant une gamme de réglage de la vitesse jusqu'à 100: 1 utilisent généralement une réaction en vitesse réalisée à l'aide d'un tachygénérateur et en plus s'y ajoute également une réaction positive en courant.

8-4. Commande automatique des moteurs électriques par utilisation des convertisseurs à thyristors

A l'heure actuelle la commande des moteurs à courant continu se fait de plus en plus par convertisseurs semi-conducteurs (à thyristors). La fig. 8-17 donne un schéma simplifié de contrôle automatique de la vitesse d'un moteur à courant continu de faible puissance (0,5 à 2 kW) utilisant un convertisseur à thyristors.

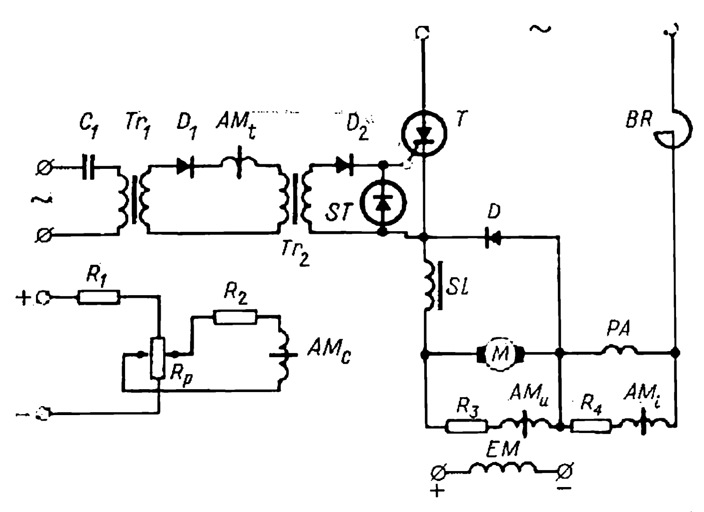


Fig. 8-17. Commande automatique de vitesse d'un moteur à courant continu avec utilisation du convertisseur à thyristors (schéma de principe)

Le thyristor *T* est branché sur le réseau alternatif monophasé en montage de redressement à une seule alternance et présente un système de commande simple à éléments magnétiques. La bobine

de réactance BR sert à limiter les courants de court-circuit. Le réglage de la vitesse du moteur est obtenu en modifiant la tension moyenne redressée appliquée à l'induit du moteur. La tension redressée est réglée par variation de l'angle d'amorçage du thyristor T. Cet angle est varié au moyen d'un dispositif spécial composé d'un régulateur magnétique (amplificateur), d'un formateur d'impulsions rectangulaires et d'un transformateur de sortie.

Le formateur d'impulsions rectangulaires comporte un transformateur Tr_1, une capacité C_1 et une diode D_1. Le transformateur Tr_1 fonctionne en régime de saturation (grâce au condensateur C_1), la tension de son enroulement secondaire présente donc une forme voisine de la rectangulaire. La diode D_1 supprime l'alternance de tension négative délivrée par le Tr_1. Par suite, l'enroulement de travail de l'amplificateur magnétique est alimenté en tension impulsionnelle de forme rectangulaire à fréquence de réseau. Le transformateur Tr_2 est un élément de découplage et de différentiation. La diode D_2 ne laisse pas passer la partie négative de l'impulsion apparaissant après différentiation par le transformateur Tr_2 du front arrière de l'impulsion rectangulaire qui y aboutit. La diode stabilisatrice de tension ST assure la stabilité du niveau de l'impulsion de déblocage au cours des fluctuations de la tension de réseau.

L'amplificateur magnétique comporte cinq enroulements de contrôle: de travail AM_t, de commande AM_c, de tension AM_u, de courant AM_i et un enroulement de limitation de courant (non figuré sur le schéma). L'enroulement de commande (pilote) AM_c est alimenté par l'office d'un potentiomètre R_p dont la position du curseur et, par la suite, l'intensité et le sens du courant de commande déterminent la vitesse de rotation du moteur. L'influence de variations éventuelles de tension du réseau sur la vitesse du moteur est évitée par connexion du potentiomètre à une source de tension stabilisée.

Pour une meilleure utilisation du moteur en courant, on monte en dérivation sur l'induit une diode D en série avec une self de lissage Sl. Durant l'alternance de blocage du thyristor, le courant dans l'induit du moteur n'est pas coupé et est maintenu dans le même sens par la f.é.m. d'inductance propre au bobinage de l'induit et à la self Sl. Pour avoir des caractéristiques mécaniques suffisamment rigides, on introduit dans le système de réglage une contre-réaction en tension réalisée par l'enroulement de tension AM_u et une réaction positive réalisée par l'enroulement de courant AM_i dont l'intensité est proportionnelle à l'intensité dans le circuit de l'induit connecté aux bornes du bobinage des pôles auxiliaires PA du moteur.

L'expérience montre que le système décrit est capable d'assurer le réglage de la vitesse du moteur jusqu'à (10 à 15):1. En outre, la variation de vitesse pour toute caractéristique de la gamme de

réglage ne dépasse pas 10 % pour une variation du couple résistant de 0,25 C_n à C_n.

Le schéma étudié de convertisseur à thyristors à une alternance se caractérise par un rendement énergétique relativement médiocre: la haute valeur de la composante alternative du courant traversant l'induit du moteur élève les pertes dues à l'augmentation du courant efficace ainsi qu'à des pertes dans le fer. C'est pourquoi les applications de ce montage simplifié ne sont possibles que pour des moteurs de faible puissance à gamme de réglage de (10 à 15):1. Pour la commande automatique de moteurs de moyenne et de grande puissance, on fait appel à des schémas établis avec un nombre élevé de thyristors de conversion et corrélativement des circuits de contrôle plus compliqués (voir ch. IX).

8-5. Stabilité des systèmes de commande automatique

L'analyse des régimes transitoires d'un système de réglage automatique part de l'équation différentielle qui caractérise l'écoulement du phénomène ayant lieu dans le système.

Cette équation découle des équations connues des éléments séparés faisant partie du système de réglage.

Pour simplifier l'analyse on ouvre le système fermé de réglage, c'est-à-dire qu'on perturbe l'une des liaisons du circuit fermé. Ainsi, une extrémité de la liaison ouverte est liée à l'entrée d'un des éléments du système, et l'autre, à la sortie de l'élément précédent.

Etudions le système de réglage automatique de la fig. 8-18 dont le schéma fonctionnel est indiqué fig. 8-19. Le schéma comprend trois éléments apériodiques dont le premier et le deuxième représentent respectivement les enroulements de contrôle et le circuit court-circuité de l'amplificateur rotatif et le troisième, le moteur.

Ouvrons le circuit de réaction à l'endroit indiqué sur la fig. 8-19 par un trait ondulé. Les équations des différents éléments dynamiques du système ont la forme suivante:

$$\left.\begin{aligned} T_1\frac{dx_2}{dt}+x_2&=k_1x_1,\\ T_2\frac{dx_3}{dt}+x_3&=k_2x_2,\\ T_3\frac{dx_4}{dt}+x_4&=k_3x_3, \end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}7)$$

où $T_1 = T_{EC}$ est la constante de temps du premier élément; k_1, le gain d'amplification du premier élément; $T_2 = T_{cc}$, la constante de temps du deuxième élément; $T_3 = T_M$ la constante de temps électromécanique du moteur; k_2 et k_3 sont les gains des deuxième et troisième éléments.

En résolvant le système d'équations (8-7) on obtient :

$$T_1T_2T_3\frac{d^3x_4}{dt^3}+(T_1T_2+T_2T_3+T_3T_1)\frac{d^2x_4}{dt^2}+$$
$$+(T_1+T_2+T_3)\frac{dx_4}{dt}+x_4=kx_1, \tag{8-8}$$

où $k=k_1k_2k_3$ est le gain d'amplification du système.

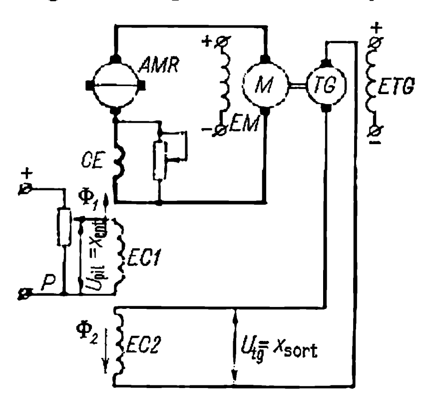


Fig. 8-18. Schéma de réglage automatique à l'aide de l'amplificateur rotatif

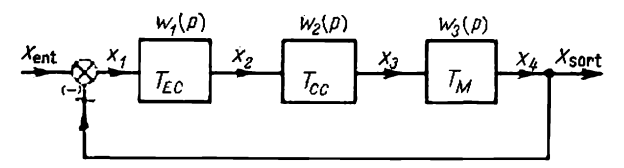


Fig. 8-19. Schéma fonctionnel (voir schéma de **la** fig. 8-18)

En fermant maintenant le système on obtient: $x_1=x_{ent}-x_{sort}$ et, par conséquent,

$$T_1T_2T_3\frac{d^3x_{sort}}{dt^3}+(T_1T_2+T_2T_3+T_3T_1)\frac{d^2x_{sort}}{dt^2}+$$
$$+(T_1+T_2+T_3)\frac{dx_{sort}}{dt}+(1+k)\,x_{sort}=kx_{ent}. \tag{8-9}$$

La solution de cette équation donne la variation de la grandeur de sortie réglée en fonction du temps en régime transitoire.

A partir de l'équation différentielle (8-9) il est facile d'obtenir la valeur de l'écart permanent entre la grandeur prescrite (x_{ent}) et la grandeur réglée (x_{sort}).

En régime permanent les dérivées de la grandeur réglée sont nulles et on obtient de l'équation (8-9)

$$(1+k)\, x_{\text{sort}} = kx_{\text{ent}}.$$

Mais on a pour l'écart permanent $x_{1\text{p}} = x_{\text{ent}} - x_{\text{sort. p}}$ et après substitution :

$$x_{1\text{p}} = \frac{x_{\text{ent}}}{1+k}. \tag{8-10}$$

Cette expression montre que plus le gain du système est grand, plus faible est la différence entre la grandeur imposée et la grandeur réglée et plus précis est le fonctionnement du système en régime permanent.

Les systèmes de réglage automatique peuvent être stables ou instables.

Le système est dit *stable* si après disparition des forces perturbatrices il passe avec le temps à l'état permanent.

Dans de nombreux cas on détermine si le système est stable avec les paramètres choisis ou on choisit des paramètres tels que le système d'instable devienne stable.

Pour qu'un système de réglage automatique décrit par une équation différentielle linéaire à coefficients constants soit stable, il faut et il suffit que les racines de l'équation caractéristique (obtenue de l'équation différentielle indiquée) soient négatives et les racines complexes aient une partie réelle négative. Mais déterminer la stabilité d'après les racines demande souvent des calculs fastidieux.

Il existe des règles ou des critères qui permettent sans résoudre l'équation différentielle de déterminer si le système est stable ou instable.

Ces critères permettent aussi dans une certaine mesure de juger de l'influence de la variation des paramètres sur la stabilité.

Le *critère de stabilité de Hurwitz* est formulé de la façon suivante. Pour qu'un système de réglage automatique soit stable, c'est-à-dire pour que les racines de l'équation caractéristique

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \ldots + a_{n-1} p + a_n = 0$$

aient des parties réelles négatives, il faut et il suffit que pour $a_0 > 0$ tous les déterminants de diagonale du tableau composés avec les coefficients de l'équation soient supérieurs à zéro. Il résulte du critère de Hurwitz que tous les coefficients de l'équation caractéristique d'un système stable sont positifs.

La règle de composition du déterminant de Hurwitz se ramène à ce qui suit.

1. On note sur la diagonale principale tous les coefficients depuis a_1 jusqu'à a_n dans l'ordre croissant des indices.

2. On complète les colonnes vers le haut depuis les coefficients de la diagonale en notant dans la colonne les coefficients avec indices croissants.

3. Vers le bas depuis les coefficients de la diagonale on complète les colonnes en y écrivant les coefficients à indices décroissants.

4. A la place des coefficients dont les indices pourraient être supérieurs à n et inférieurs à zéro on inscrit des zéros:

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & \dots & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & \dots & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & a_n \end{vmatrix}. \qquad (8\text{-}11)$$

A titre d'exemple composons le tableau pour une équation de troisième degré $(a_0p^3 + a_1p^2 + a_2p + a_3 = 0)$:

$$\begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix}.$$

Les déterminants de diagonale sont:

$$a_1 > 0;\ \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1a_2 - a_0a_3 > 0;$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_3 \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_3(a_1a_2 - a_0a_3) > 0,$$

ou $a_3 > 0$.

En analysant le critère de Hurwitz on peut affirmer que pour la stabilité des systèmes décrits par les équations différentielles du premier et du deuxième ordre il faut et il suffit que les coefficients de l'équation caractéristique soient tous positifs.

Pour la stabilité d'un système du troisième ou du quatrième ordre il faut et il suffit que: a) les coefficients de l'équation caractéristique soient tous positifs; *b*) l'avant dernier déterminant soit positif (pour le troisième ordre $\Delta_2 > 0$, pour le quatrième ordre $\Delta_3 > 0$).

Enfin pour la stabilité d'un système du cinquième ordre: a) les coefficients de l'équation caractéristique doivent être tous positifs, *b*) $\Delta_4 > 0$ et $\Delta_2 > 0$.

Le critère de Hurwitz convient pour l'étude des systèmes d'ordre peu élevé. Pour les équations du cinquième ordre et d'ordres supérieurs son utilisation devient difficile. La difficulté augmente encore

plus lorsqu'il faut déterminer l'influence d'un paramètre sur la stabilité. Il est alors plus commode de vérifier la stabilité du système à l'aide d'un critère de fréquence ou d'amplitude-phase.

Le *critère d'amplitude-phase de la stabilité* (*critère de Nyquiste*) permet d'apprécier la stabilité d'un système fermé d'après l'étude d'un système ouvert correspondant, ce qui simplifie considérablement le calcul.

Le critère de stabilité de Nyquiste est formulé de la façon suivante. Si un système ouvert de réglage automatique est stable et sa caractéristique amplitude-phase n'entoure pas un point à coordonnées (—1, $j0$), en état fermé ce système sera stable.

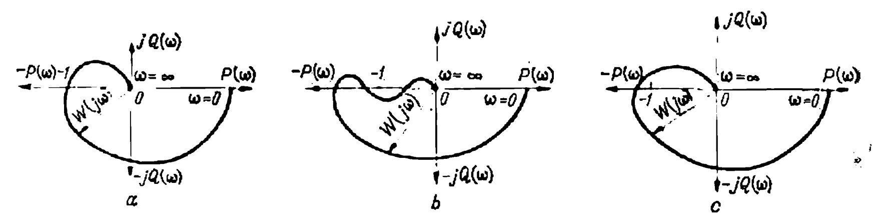


Fig. 8-20. Caractéristiques amplitude-phase

La fig. 8-20,*a* et *b* donne les caractéristiques d'amplitude-phase d'un système de réglage stable et la fig. 8-20,*c* la caractéristique d'un système instable.

L'exemple indiqué ci-dessous montre l'utilisation de ce critère pour l'analyse de la stabilité d'un système de réglage automatique.

Exemple 8-1. Les paramètres du schéma de la fig. 8-18 sont les suivants:

$$T_{EC1}+T_{EC2}=0{,}04\ \text{s}=T_1\ ;\ T_{cc}=0{,}15\ \text{s}=T_2\ ;$$
$$T_M=0{,}3\ \text{s}=T_3\ ;\ k_m=1,\ k_{AMR}=50.$$

Adoptons $T_{ind}\approx 0$. D'après le schéma fonctionnel de la fig. 8-19 on vérifiera si le système de réglage automatique est stable. On se servira à cette fin du critère de Nyquiste.

Solution. 1. Ecrivons la fonction de transfert du système ouvert, c'est-à-dire le rapport de la grandeur de sortie à la grandeur d'entrée, sous forme opérationnelle:

$$W(p)=\frac{k_m k_{AMR}}{T_1T_2T_3p^3+(T_1T_2+T_2T_3+T_3T_1)\,p^2+(T_1+T_2+T_3)\,p+1}.$$

2. En substituant $j\omega$ à p on obtient l'équation de la caractéristique amplitude-phase du système ouvert:

$$W(j\omega)=\frac{k_m k_{AMR}}{-T_1T_2T_3j\omega^3-(T_1T_2+T_2T_3+T_3T_1)\,\omega^2+(T_1+T_2+T_3)\,j\omega+1}.$$

En éliminant les imaginaires dans le dénominateur et en introduisant les valeurs des paramètres, on obtient:

$$W(j\omega)=\frac{50-3{,}15\omega^2-j\,(24{,}5\omega-0{,}09\omega^3)}{(0{,}49\omega-0{,}0018\omega^3)^2+(1-0{,}063\omega^2)^2}=P(\omega)+jQ(\omega),$$

où

$$P(\omega)=\frac{50-3,15\omega^2}{(0,49\omega-0,0018\omega^3)^2+(1-0,063\omega^2)^2};$$

$$Q(\omega)=-\frac{24,5\omega-0,09\omega^3}{(0,49\omega-0,0018\omega^3)^2+(1-0,063\omega^2)^2}.$$

3. Calculons les valeurs de $P(\omega)$ et $Q(\omega)$ pour différentes valeurs de ω. Les résultats sont indiqués au tableau 8-1.

Tableau 8-1

ω	0	1	10	15	16	17	∞
$P(\omega)$	50	41,7	−7	−3,78	−3,36	−2,9	0
$Q(\omega)$	0	−21,6	−4,1	0,255	−0,093	+0,09	0

4. D'après les données du tableau 8-1 on obtient l'hodographe du vecteur $W(j\omega)$ (fig. 8-21). Le point à coordonnées $(-1, j0)$ est entouré par l'hodographe du vecteur $W(j\omega)$.

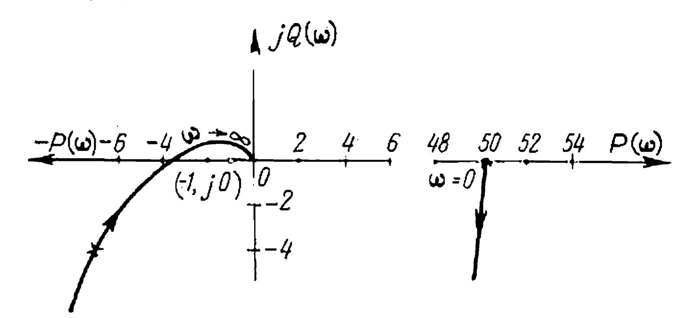


Fig. 8-21. Hodographe du vecteur $W(j\omega)$

Par conséquent, d'après le critère de Nyquiste on peut affirmer que le système donné est instable à l'état fermé.

Pour stabiliser le système il faut utiliser une réaction souple en branchant, par exemple, à l'induit du moteur un élément différentiateur et en connectant sa sortie au troisième enroulement de contrôle d'un amplificateur rotatif.

A. Mikhaïlov qui utilisait ce critère pour l'étude de la stabilité des systèmes de réglage automatique a proposé son propre critère de stabilité plus efficace que ceux examinés.

Le *critère de stabilité de Mikhaïlov* repose sur le principe suivant. D'après l'équation caractéristique d'un système fermé

$$a_0p^n+a_1p^{n-1}+a_2p^{n-2}+\ldots+a_{n-1}p+a_n=0 \qquad (8\text{-}12)$$

et en désignant par $p_1, p_2, p_3, \ldots, p_n$ ses racines, on peut écrire le polynôme du premier membre que nous désignerons par $f(p)$

sous la forme suivante:

$$f(p) = (p-p_1)(p-p_2)\ldots(p-p_n). \qquad (8\text{-}13)$$

En portant $p = j\omega$ on obtient:

$$f(j\omega) = (j\omega-p_1)(j\omega-p_2)\ldots(j\omega-p_n). \qquad (8\text{-}14)$$

Dans le système de coordonnées cartésiennes, en portant sur l'axe des abscisses la partie réelle $U_i(\omega)$ de la racine p_i et sur l'axe des ordonnées la partie imaginaire $jV_i(\omega)$, les facteurs qui se trouvent dans le deuxième membre de l'équation (8-14) sont représentés par les vecteurs tracés depuis les points $p_1, p_2, \ldots, p_i$ jusqu'au point $j\omega$ (fig. 8-22).

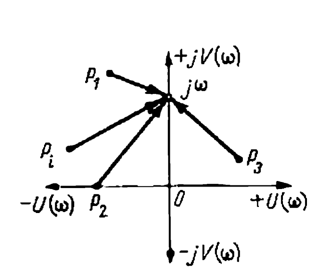


Fig. 8-22. Vecteurs élémentaires $(j\omega - p_i)$

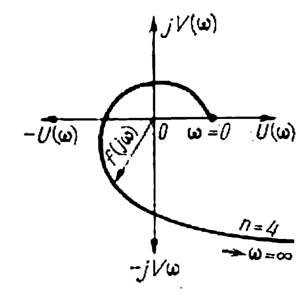


Fig. 8-23. Hodographe du vecteur $f(j\omega)$

Le produit de ces vecteurs élémentaires est le vecteur $f(j\omega)$.

Lorsque ω varie de 0 à ∞, le vecteur $f(j\omega)$ sur le plan complexe $[U(\omega); jV(\omega)]$ décrit par son extrémité une courbe appelée hodographe du vecteur.

Si toutes les racines de l'équation se trouvent à gauche de l'axe imaginaire (fig. 8-22), c'est-à-dire que les parties réelles de toutes les racines soient négatives, le système est stable.

Le critère de stabilité de Mikhaïlov peut être formulé ainsi. Un système de réglage automatique est stable si avec la variation de ω de 0 à ∞ l'hodographe du vecteur $f(j\omega)$ décrit dans le sens antihoraire n quadrants d'un plan complexe, n étant la puissance de l'équation caractéristique.

Cette méthode de détermination de la stabilité se ramène pratiquement à ce qui suit. Après l'introduction de $p = j\omega$ dans l'équation caractéristique on a les parties réelle et imaginaire:

$$f(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega).$$

Ensuite on calcule $U(\omega)$ et $V(\omega)$ pour différentes valeurs de $\omega = 0; 1; 2; \ldots$ et on trace l'hodographe du vecteur en coordonnées

cartésiennes (fig. 8-23). La stabilité du système est déterminée d'après l'hodographe comme indiqué plus haut.

Exemple 8-2. En utilisant le critère de Mikhaïlov vérifier si le système de réglage automatique décrit par l'équation différentielle du troisième ordre

$$\frac{d^3x}{dt^3}+2\frac{d^2x}{dt^2}+8\frac{dx}{dt}+5x=f(t)$$

est stable.

Ecrivons son équation caractéristique

$$p^3+2p^2+8p+5=0.$$

Par conséquent, la fonction $f(p)$ a la forme:

$$f(p)=p^3+2p^2+8p+5.$$

En exprimant p par $j\omega$ on obtient :

$$f(j\omega)=(j\omega)^3+2(j\omega)^2+8j\omega+5.$$

Divisons les parties réelle et imaginaire de la dernière équation en prenant en considération que $(j\omega)^3=$ $=-j\omega^3$ et $(j\omega)^2=-\omega^2$:

$$U(\omega)=5-2\omega^2 \text{ et } V(\omega)=8\omega-\omega^3.$$

D'après ces équations on détermine $U(\omega)$ et $V(\omega)$ pour différentes valeurs de ω. Les résultats des calculs sont notés dans le tableau 8-2.

Fig. 8-24. Construction d'un hodographe du vecteur $f(j\omega)$

Tableau 8-2

ω	0	1,0	2,0	3,0
$U(\omega)$	5	3	−3	−13
$V(\omega)$	0	7	8	−3

Il n'est pas besoin de calculer les points pour $\omega>3$ car $U(\omega)$ et $V(\omega)$ sont toujours négatifs.

La courbe de la fig. 8-24 construite d'après le tableau montre que le vecteur $f(j\omega)$ passe par trois quadrants dans le sens positif. Cela prouve que le système examiné est stable car le degré de l'équation caractéristique est $n=3$.

L'utilisation du critère de Mikhaïlov permet de parvenir à une conclusion pratique importante sur le système de réglage automatique considéré. Ayant construit la courbe $f(j\omega)$ on peut déterminer directement la valeur critique du gain d'amplification. En effet, l'accroissement de ce gain entraîne le déplacement de la courbe $f(j\omega)$ vers la droite et diminue la réserve de stabilité. La limite de stabilité a lieu lorsque la courbe $f(j\omega)$ passe par l'origine des coordonnées.

8-6. Construction des courbes du processus transitoire par la méthode fréquentielle

Il est facile de tracer les courbes du phénomène transitoire dans les systèmes linéaires de commande automatique si on se sert de la méthode de calcul approché d'après la caractéristique fréquentielle réelle qu'on trouve à partir de la fonction de transfert du système. La méthode de calcul est la suivante : on remplace la courbe représentant la caractéristique fréquentielle réelle $P(\omega)$ par une ligne brisée. Cela étant on peut représenter la caractéristique $P(\omega)$ par la somme de composantes dont chacune a la forme d'un trapèze.

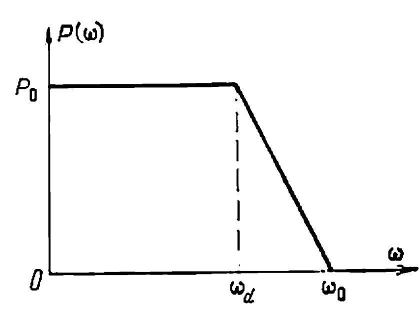


Fig. 8-25. Caractéristique fréquentielle réelle trapézoïdale

La détermination de la forme du processus transitoire dans un système comportant une caractéristique réelle de forme quelconque se réduit à la détermination de la fonction transitoire qui correspond à une caractéristique en forme de trapèze rectangle.

La caractéristique fréquentielle réelle trapézoïdale (fig. 8-25) est déterminée par trois paramètres : P_0, l'ordonnée initiale et ω_0 et ω_d, les fréquences qui correspondent à la partie inclinée de la caractéristique. Le coefficient qui détermine la portion inclinée du trapèze est $x = \frac{\omega_d}{\omega_0}$.

On pourrait à partir de tableaux donnant les fonctions de transfert d'après les paramètres du trapèze trouver la forme des processus transitoires dans un système de contrôle automatique. Mais il est très difficile d'obtenir de tels tableaux pour toutes les combinaisons possibles de paramètres. Pour cette raison on examine des caractéristiques trapézoïdales unitaires pour lesquelles $P_0 = 1$, $\omega_0 = 1$ et x une valeur quelconque comprise entre 0 et 1.

La loi de variation dans le temps d'une composante unitaire de la caractéristique fréquentielle réelle est appelée fonction h et ses valeurs sont indiquées dans les tableaux. Il résulte de la similitude des processus transitoires que : a) l'accroissement des ordonnées de la caractéristique fréquentielle réelle entraîne un accroissement proportionnel des ordonnées de la fonction de transfert qui lui correspond ; b) l'accroissement des abscisses de la caractéristique fréquentielle réelle entraîne une diminution proportionnelle des abscisses de la fonction de transfert qui lui correspond. Il en résulte que d'après la composante de la caractéristique fréquentielle trapézoïdale

unitaire on peut déterminer la composante réelle du processus transitoire. Elle-même correspond à la composante de la caractéristique fréquentielle réelle du système qui a le même coefficient x que la caractéristique unitaire.

La construction approchée de la courbe du processus transitoire d'après la caractéristique fréquentielle réelle du système se réduit aux opérations suivantes:

1. Pour certains tronçons la caractéristique fréquentielle réelle est remplacée par des caractéristiques linéaires d'approximation qui lui sont proches.
2. La caractéristique localement linéaire est divisée en plusieurs composantes trapézoïdales rectangles.
3. D'après les tableaux de fonctions h on trouve les composantes du processus transitoire qui correspondent aux caractéristiques trapézoïdales unitaires.
4. On calcule les ordonnées et les abscisses des composantes du processus transitoire conformément aux paramètres (P_0, ω_d) de la caractéristique fréquentielle réelle du système.
5. On fait l'addition algébrique des ordonnées de toutes les composantes du processus transitoire, ce qui donne la courbe du processus transitoire du système possédant une caractéristique fréquentielle réelle initiale.

L'emploi de cette méthode de construction approchée de la courbe du processus transitoire est indiqué dans l'exemple suivant.

Exemple 8-3. Vérifier la stabilité et tracer le graphique du processus transitoire $n = f(t)$ et $i_{\text{ind}} = f_1(t)$ du système de commande automatique indiqué sur la fig. 8-26.

Paramètres de la génératrice: résistance et inductance de l'enroulement d'excitation $R_{\text{ex.g}} = 8$ ohms; $L_{\text{ex.g}} = 12$ H; $T_{\text{ex.g}} = 1{,}5$ s; résistance et inductance de l'induit $R_{\text{ind.g}} = 0{,}012$ ohm; $L_{\text{ind.g}} = 11 \cdot 10^{-4}$ H; $k_g = 1{,}0$.

Paramètres du moteur: $U = 220$ V; $I_n = 910$ A; $n_n = 475$ tr/mn; $R_{\text{ind. m}} = 0{,}0242$ ohm; $L_{\text{ind. m}} = 21{,}6 \cdot 10^{-4}$ H;

$$n_0 = 525 \text{ tr/mn}; \; T_M = 0{,}222 \text{ s};$$

$$k_m = \frac{n_0}{U_0} = \frac{525}{220} = 2{,}39 \frac{\text{tr}}{\text{mn} \cdot \text{V}}; \; T_{\text{ind. g-m}} = 0{,}09 \text{ s}.$$

Paramètres de l'amplificateur rotatif (AMR): constante de temps du circuit de l'enroulement de contrôle $T_{1EC} \approx 0$; $T_{AMR} = 0{,}1$ s; résistance équivalente du circuit d'induit $R_{\text{éq}} = 0{,}4$ ohm; gain en tension $k_{AMR} = 40$.

Pour le tachygénérateur $\gamma = 0{,}22 \frac{\text{V}}{\text{tr/mn}}$. Puisque $4T_{\text{ind.g-m}} > T_M$ le moteur se représente comme un élément oscillant.

Le schéma fonctionnel du système est représenté sur la fig. 8-27.

La fonction de transfert du système est:

$$K(p) = \frac{W_1(p) W_2(p)}{1 + \gamma W_1(p) W_2(p)}.$$

En introduisant les valeurs de $W_1(p)$ et $W_2(p)$, on obtient :

$$K(p)=\frac{\dfrac{k_{AMR}}{T_1p+1}\,\dfrac{k_g}{T_2p+1}\,\dfrac{k_m}{T_3^2p^2+T_4p+1}}{1+\gamma\dfrac{k_{AMR}k_gk_m}{(T_1p+1)(T_2p+1)(T_3^2p^2+T_4p+1)}}$$

où $T_1=T_{AMR}$; $T_2=T_{ex.g}$; $T_3^2=T_{ind.g\text{-}m}T_M$; $T_4=T_M$.

Après transformations on obtient :

$$K(p)=\frac{k}{(T_1p+1)(T_2p+1)(T_3^2p^2+T_4p+1)+\gamma k_{AMR}k_gk_m},$$

où $k=k_{AMR}k_gk_m=40\cdot 1\cdot 2{,}39=95{,}5$.

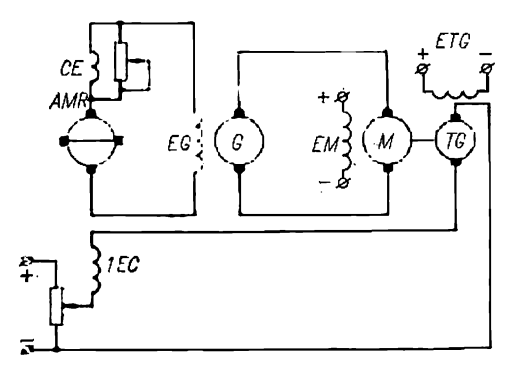


Fig. 8-26. Schéma de commande automatique d'un moteur selon le système G-M

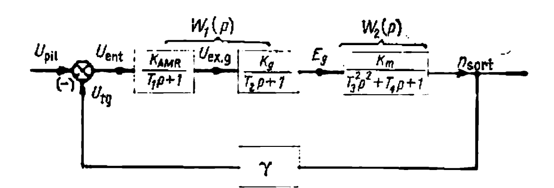


Fig. 8-27. Schéma fonctionnel du système G-M

L'équation caractéristique du système de contrôle fermé est :

$$a_0p^4+a_1p^3+a_2p^2+a_3p+a_4=0,$$

où

$$a_0=T_1T_2T_3^2=0{,}003\ ;\ a_1=T_1T_3^2+T_2T_3^2+T_1T_2T_4=0{,}065\ ;$$

$$a_2=T_1T_2+T_2T_4+T_1T_4+T_3^2=0{,}525\ ;\ a_3=T_1+T_2+T_4=1{,}822\ ;$$

$$a_4=1+\gamma k_{AMR}k_gk_m=22.$$

Analysons la stabilité du système en nous servant du critère de Hurwitz. Le mineur du troisième ordre du critère de Hurwitz est:

$$\begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_1a_2a_3 - a_4a_1^2 - a_0a_3^2 =$$

$$= 0{,}065 \cdot 0{,}525 \cdot 1{,}822 - 22 \cdot 0{,}065^2 - 0{,}003 \cdot 1{,}822^2 = -0{,}04.$$

Par conséquent, le système est instable.

L'écoulement satisfaisant du processus transitoire et la stabilité du système sont assurés par introduction d'une réaction souple agissant, par exemple, sur l'amplificateur rotatif. La réaction souple peut être réalisée par un transformateur stabilisateur ou un circuit RC. Dans l'exemple considéré on peut utiliser un transformateur stabilisateur aux paramètres suivants: courant primaire $I_1 = 0{,}3$ A, courant secondaire $I_2 = 1{,}4$ A; résistance et inductance des enroulements respectivement $R_1 = 235$ ohms; $L_1 = 5$ H; $R_2 = 46$ ohms;

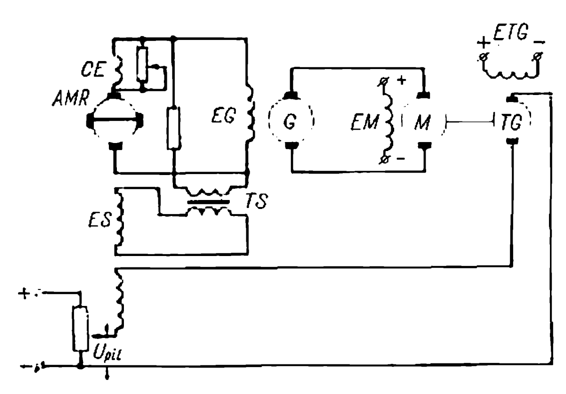


Fig. 8-28. Schéma de commande automatique à transformateur stabilisateur

$L_2 = 0{,}5$ H. Inductance mutuelle $M = 119$ H. Pour que l'enroulement primaire soit parcouru par un courant égal à 0,3 A sous une tension de 220 V il faut connecter une résistance additionnelle

$$R_{ad} = \frac{220}{0{,}3} - 235 = 500 \text{ ohms.}$$

La fonction de transfert du transformateur stabilisateur

$$W(p) = \frac{k_{tr}T_5p}{T_5p+1},$$

où

$$k_{tr} = \frac{\dfrac{M}{R}}{\dfrac{L_2}{R_2} + \dfrac{L_1}{R_m}\left(1 + \dfrac{R_2}{R_m}\right)} = \frac{\dfrac{119}{735}}{\dfrac{0{,}5}{46} + \dfrac{5}{500}\left(1 + \dfrac{46}{500}\right)} = 7{,}4;$$

$$T_5 = \frac{L_1}{R}\left(1 + \frac{R_2}{R}\right) + \frac{L_2}{R_2} = 0{,}018;$$

$$W(p) = \frac{7{,}4 \cdot 0{,}018p}{0{,}018p+1} = \frac{0{,}13p}{0{,}018p+1} = \frac{T_6p}{T_5p+1}.$$

La fig. 8-28 indique le schéma de principe à transformateur stabilisateur branché et la fig. 8-29, son schéma fonctionnel.

La fonction de transfert de l'amplificateur rotatif à réaction souple est :

$$W_1(p) = \frac{k_{AMR}(T_5p+1)}{(T_1p+1)(T_5p+1)+k_{AMR}T_6p}$$

Fig. 8-29. Schéma fonctionnel du système G-M à circuit stabilisateur

et la fonction de transfert de tout le système fermé à transformateur stabilisateur :

$$K(p) = \frac{A(p)/B(p)}{1+\gamma A(p)/B(p)},$$

où

$$A(p) = k_{AMR}k_g k_m (T_5p+1);$$

$$B(p) = [T_1T_5p^2+(T_1+T_5)p+1+k_{AMR}T_6p] \times$$

$$\times [T_2T_3^2p^3+T_2T_4p^2+T_2p+T_3^2p^2+T_4p+1].$$

En introduisant les valeurs des constantes, on obtient :

$$K(p) = \frac{95{,}5\,(0{,}018p+1)}{5{,}4\cdot10^{-5}p^5+0{,}16p^4+1{,}91p^3+9{,}7p^2+7{,}42p+22}.$$

En utilisant le critère de Hurwitz de la manière indiquée plus haut on peut déduire que le système est stable. Si dans $K(p)$ au lieu de p on introduit la valeur de $(j\omega)$, on obtient la caractéristique d'amplitude-phase

$$K(j\omega) = \frac{1{,}71j\omega+95{,}5}{0{,}16\omega^4-9{,}7\omega^2+22+j\,(5{,}4\cdot10^{-5}\omega^5-1{,}91\omega^2+7{,}42\omega)}.$$

De cette expression on tire la composante réelle :

$$P(\omega) = \frac{9{,}25\cdot10^{-5}\omega^6+11{,}94\omega^4-913{,}3\omega^2+2\,100}{29\cdot10^{-10}\omega^{10}+0{,}0254\omega^8+0{,}551\omega^6+72{,}6\omega^4-373\omega^3+484}.$$

En adoptant différentes valeurs de ω, on trouve $P(\omega)$. Si d'après ces données l'on construit la courbe du processus transitoire, le système bien que stable n'assurera pas une qualité satisfaisante de réglage. On peut améliorer le caractère du processus transitoire en dotant l'amplificateur rotatif et la génératrice d'un circuit différentiateur.

Les données du tableau 8-3 permettent de construire (fig. 8-30) la courbe $P(\omega)$ du système satisfaisant à la qualité de réglage requise.

Tableau 8-3

ω, rd/s	0	0,5	1	1.5	2	3
$P(\omega)$	4,35	4,28	2,72	0,03	−0,695	−0,091

La courbe de la fig. 8-30 est divisée en trois trapèzes dont les indices sont: a) première courbe (*I*) $\omega_0 = 0,75$; $\omega_d = 0,45$; $P_0 = 0,32$; $x = 0,6$; b) deuxième courbe (*II*) $\omega_0 = 1,65$; $\omega_d = 0,75$; $P_0 = 4,75$; $x = 0,455$; c) troisième courbe (*III*) $\omega_0 = 3,05$; $\omega_d = 2$; $P_0 = -0,75$; $x = 0,655$.

Des tableaux de fonctions *h* pour chaque trapèze et des valeurs données de *x* permettent de trouver τ et *h* d'après lesquels on détermine les valeurs cherchées $t = \tau/\omega_0$ et $n = hP_0$.

Les données du tableau 8-4 permettent de construire (fig. 8-31) trois composantes du processus transitoire et la courbe résultante $n = f(t)$ pour un signal échelonné unitaire à l'entrée du système de contrôle.

D'après la courbe de vitesse donnée et en admettant que le couple résistant $C_s = 0$, on peut construire facilement la courbe $i_{\text{ind}} = f_1(t)$ puisque

$$i_{\text{ind}} = \frac{T_M}{k_m R}\frac{dn}{dt}.$$

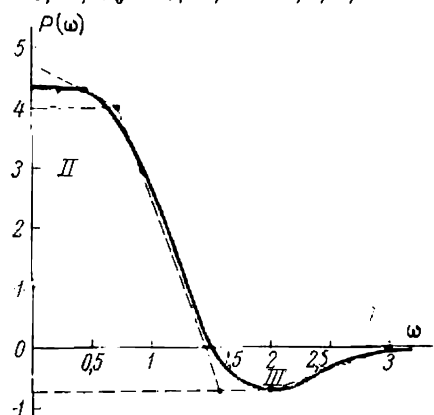


Fig. 8-30. Caractéristique fréquentielle réelle du système

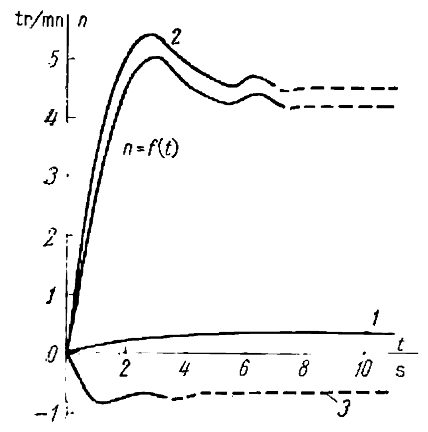


Fig. 8-31. Composantes du processus transitoire et la courbe résultante $n = f(t)$ pour un signal unitaire

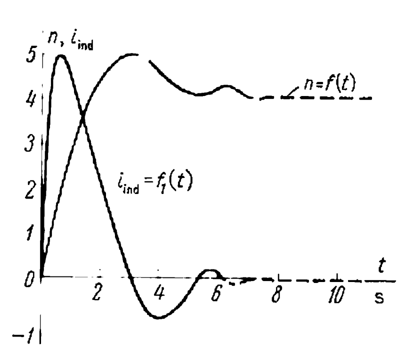


Fig. 8-32. Relations $n = f(t)$ et $i_{\text{ind}} = f_1(t)$ (voir exemple 8-3)

La courbe $i_{\text{ind}} = f(t)$ est donnée sur la fig. 8-32.

Tableau 8-4

I trapèze	s	1,33	2,67	4,01	5,34	6,68	8,0	9,35	10,7	12	13,3
	tr/mn	0,157	0,281	0,352	0,37	0,355	0,326	0,306	0,3	0,306	0,31
II trapèze	s	0,605	1,21	1,82	2,48	3,03	3,63	4,28	4,85	5,45	6,05
	tr/mn	2,13	3,85	4,93	5,35	5,3	5,03	4,75	4,65	4,64	4,7
III trapèze	s	0,327	0,655	0,985	1,3	1,64	1,97	2,29	2,61	2,94	3,27
	tr/mn	−0,38	−0,675	−0,85	−0,87	−0,825	−0,75	−0,705	−0,695	−0,726	−0,755

8-7. Utilisation des calculatrices électroniques pour le calcul des processus transitoires dans les systèmes de commande électrique automatique

Dans l'analyse des processus transitoires ayant lieu dans les systèmes de commande automatique on admet souvent pour simplifier que les paramètres du système sont invariables. De telles considérations peuvent parfois conduire à de sérieuses erreurs lors de l'évaluation des propriétés dynamiques du système considéré. Ainsi, on ne peut pas considérer la caractéristique d'aimantation d'un générateur à courant continu comme étant linéaire lorsque le courant d'excitation de ce dernier fonctionne dans une large gamme de variation. Les caractéristiques de plusieurs autres éléments utilisés dans les systèmes de commande automatique (amplificateurs magnétiques, amplificateurs rotatifs, etc.) ne sont pas linéaires. La linéarisation de ces caractéristiques est admissible lorsque le signal d'entrée varie dans des limites étroites. D'autre part, la prise en considération de la non-linéarité rend compliquée l'analyse du processus transitoire. Les méthodes numériques et grapho-analytiques de calcul utilisées dans ce cas sont très fastidieuses et généralement ne permettent pas la synthèse du système. Pour le calcul de la dynamique des systèmes non linéaires de réglage automatique la méthode la plus prometteuse est celle de la simulation mathématique à l'aide des calculatrices électroniques à action continue, basée sur l'identité des équations différentielles du système physique réel examiné et du modèle électronique. Pratiquement le calcul par cette méthode se réduit à l'étude expérimentale du modèle électronique.

L'élément principal d'une calculatrice à action continue est un amplificateur à courant continu fonctionnant en régime de contre-réaction efficace. La fig. 8-33 donne le schéma de l'amplificateur

électronique à courant continu *ACC* utilisé dans certaines calculatrices. L'amplificateur comprend trois étages. Le nombre impair d'étages d'amplification modifie le signe de la tension de sortie de l'amplificateur par rapport au signe de la tension à l'entrée. Cette particularité simplifie l'introduction de la contre-réaction qui agit sur l'amplificateur à courant continu. Le schéma prévoit la compensation paramétrique de la dérive du zéro réalisée par un répétiteur cathodique du premier étage d'amplification (la moitié droite du tube 6H9C).

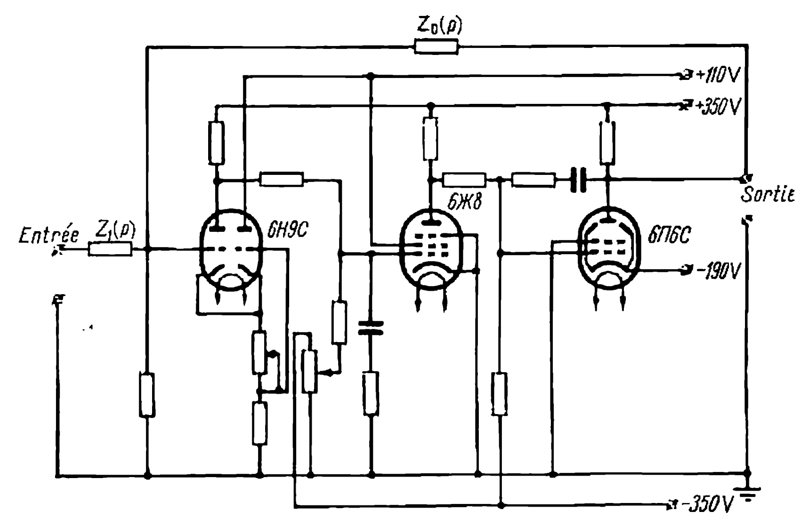


Fig. 8-33. Schéma d'un amplificateur électronique à courant continu

L'amplificateur a un gain en tension très important ($k_a > 10^4$). Dans un schéma à contre-réaction (fig. 8-34,*a*) sa fonction de transfert s'inscrit comme suit:

$$W(p) = \frac{U_{sort}(p)}{U_{ent}(p)} = -\frac{Z_0(p)}{Z_1(p) + \frac{Z_1(p) + Z_0(p)}{k_a}} \approx -\frac{Z_0(p)}{Z_1(p)}, \qquad (8\text{-}15)$$

où $Z_0(p)$ est l'impédance du circuit de réaction; $Z_1(p)$, l'impédance à l'entrée de l'amplificateur.

Différentes combinaisons de $Z_0(p)$ et $Z_1(p)$ permettent d'obtenir les fonctions de transfert d'une série d'éléments dynamiques qui correspondent à l'exécution par l'amplificateur de la calculatrice d'une opération mathématique déterminée. Par exemple, pour $Z_0(p) = R_0$ et $Z_1(p) = R_1$; $U_{sort} = -\frac{R_0}{R_1} U_{ent}$, c'est-à-dire qu'est réalisée la multiplication du signal d'entrée par un coefficient constant avec changement simultané du signe. Dans le cas particulier.

où $R_1 = R_2$ seul a lieu le changement du signe. Lorsqu'on branche dans le circuit de réaction une capacité $Z_0(p) = \frac{1}{C_0 p}$ et une résistance ohmique R_1 à l'entrée de l'amplificateur, la tension à la sortie de l'amplificateur sous forme opérationnelle est:

$$U_{\text{sort}}(p) = -\frac{U_{\text{ent}}(p)}{pR_1C_0}, \tag{8-16}$$

ce qui correspond à l'opération d'intégration du signal d'entrée à constante de temps $T = R_1C_0$. Si on branche la capacité C_1 à l'en-

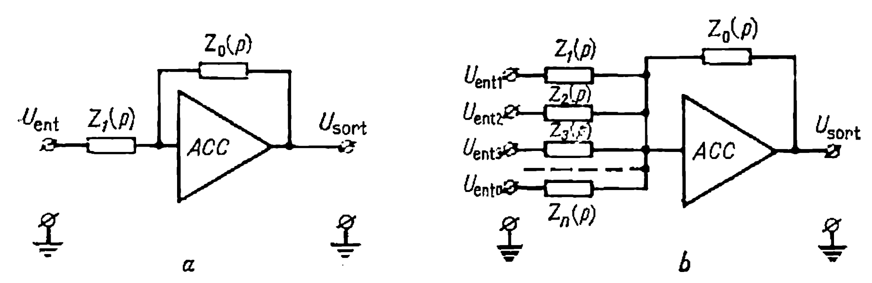


Fig. 8-34. Schéma fonctionnel d'un amplificateur électronique

trée de l'amplificateur et la résistance ohmique R_0 dans le circuit de réaction, on a

$$U_{\text{sort}}(p) = -pR_0C_1U_{\text{ent}}(p), \tag{8-17}$$

ce qui correspond à la différentiation de la tension d'entrée à constante de temps $T = R_0C_1$.

Lorsqu'on branche à l'entrée de l'amplificateur plusieurs signaux (fig. 8-34,*b*), la tension à la sortie est:

$$U_{\text{sort}}(p) = -\sum_{i=1}^{n} \frac{Z_0(p)}{Z_i(p)} U_{\text{ent}\,i}. \tag{8-18}$$

Si $Z_0(p) = R_0$ et $Z_i(p) = R_i$, l'amplificateur réalise la sommation algébrique des tensions d'entrée $U_{\text{ent}\,i}$ avec les coefficients correspondants R_0/R_i. Si on branche une capacité dans le circuit de réaction, l'amplificateur réalise simultanément la sommation et l'intégration.

Ainsi un amplificateur à courant continu permet de réaliser le modèle analogique d'un élément dynamique quelconque à paramètres constants. Les variables d'un tel modèle sont les tensions aux sorties des amplificateurs et le temps, la variable indépendante du modèle. La variable indépendante du système étudié est généralement de même nature physique que la variable indépendante du modèle qui est le temps, alors que la nature des autres variables qui

décrivent les processus transitoires dans la plupart des cas ne coïncide pas avec la nature des variables du modèle.

La reproduction des relations fonctionnelles non linéaires est

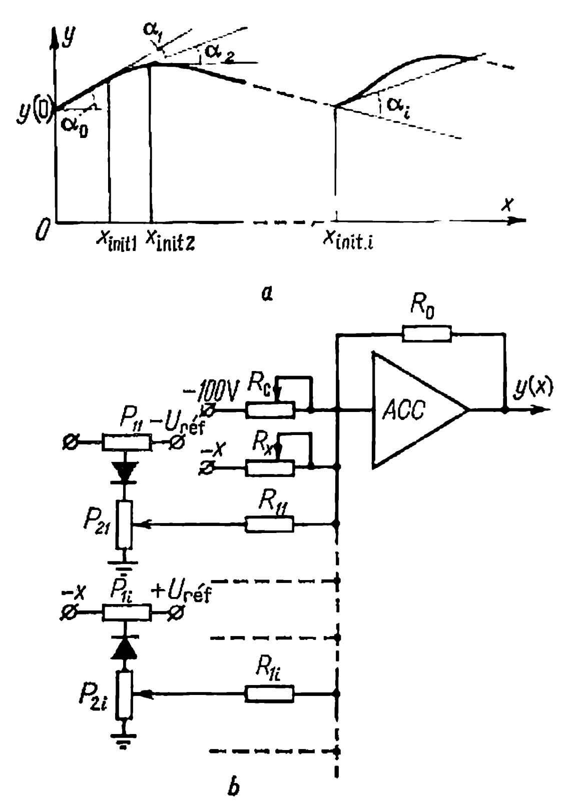


Fig. 8-35. Schéma de la reproduction des relations fonctionnelles non linéaires

réalisée par la méthode d'approximation localement linéaire conformément à la fig. 8-35,*a* d'après la formule

$$y(x) = y(0) + a_0 x + \sum_{i=1}^{n} b_i (x - x_{\text{init}\,i}), \tag{8-19}$$

où

$$b_i = \begin{cases} 0 & \text{pour } |x| < |x_{\text{init}\,i}|, \\ b_i = \operatorname{tg} \alpha_i = \text{const} & \text{pour } |x| \geqslant |x_{\text{init}\,i}|, \end{cases}$$

n étant le nombre de secteurs d'approximation.

Cette méthode d'approximation est réalisée dans une calculatrice par branchement à l'entrée de l'amplificateur totalisateur à tension continue d'une tension proportionnelle à la grandeur d'entrée

ainsi que de cellules à diodes. La fig. 8-35,*b* donne le schéma permettant d'obtenir la courbe de la fig. 8-35,*a*.

A la résistance de la première entrée R_c est appliquée une tension continue de —100 V. En réglant la valeur de R_c on peut obtenir à la sortie de l'amplificateur à courant continu, grâce à une inversion, $y(0) = -(-100)\frac{R_0}{R_c}$. A la deuxième entrée par l'intermédiaire de la résistance R_x est branchée une tension d'entrée égale à $-x$,

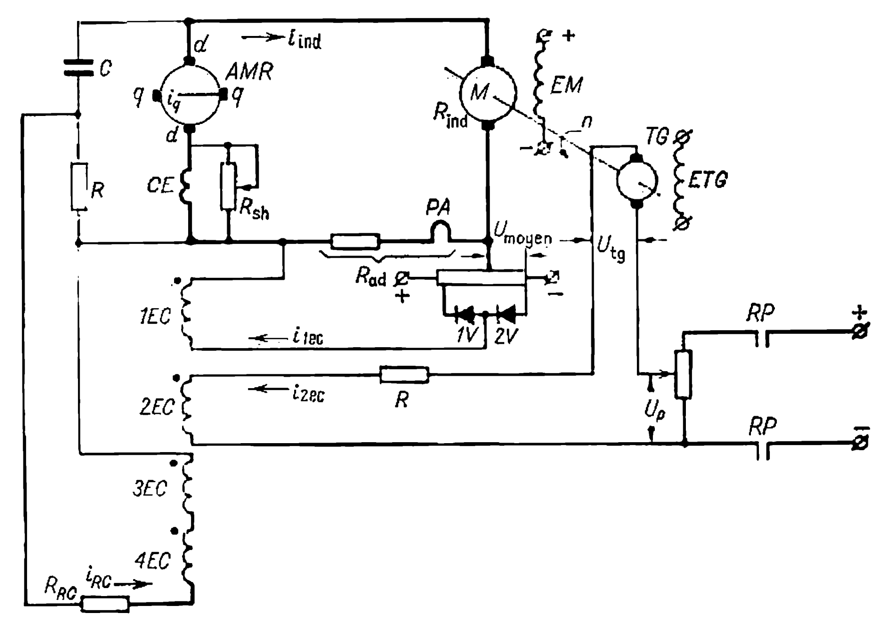


Fig. 8-36. Schéma de principe d'un système de commande électrique

ce qui permet d'obtenir le deuxième terme $+a_0x = (-x)\left(-\frac{R_0}{R_x}\right)$. Les tensions aux entrées suivantes sont appliquées par l'intermédiaire de cellules à diodes qui ne laissent pas passer le signal d'entrée pour $|x| < |x_{\text{init } i}|$, car les diodes sont alors bloquées par l'existence d'une tension de référence aux potentiomètres d'entrée P_{1i}. Le curseur du potentiomètre P_{1i} règle la tension de déblocage de la diode $x_{\text{init } i}$. Pour $|x| > |x_{\text{init } i}|$ la cellule à diode laisse passer à l'entrée de l'amplificateur totalisateur une tension proportionnelle à $x - x_{\text{init } i}$. Des potentiomètres P_{2i} règlent le gain d'amplification à chaque entrée. Le signe de la tension d'entrée appliquée à la cellule à diode est déterminé par le signe de la tangente de l'angle de pente α_i (voir fig. 8-35,*a*) de la droite d'approximation correspondante. A l'aide d'une transformation fonctionnelle il est

possible de reproduire les relations non linéaires d'une variable, caractéristiques pour de nombreux systèmes physiques.

Illustrons par un exemple comment on étudie par la méthode de simulation mathématique les régimes transitoires du moteur de commande à courant continu schématisé sur la fig. 8-36. Le schéma

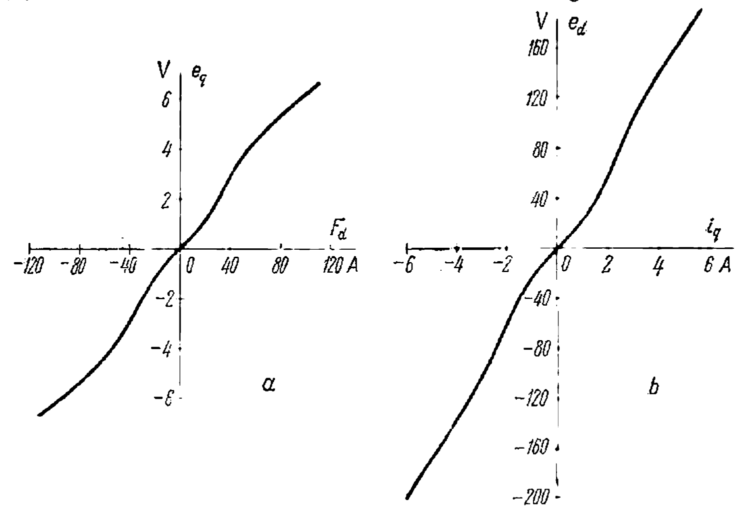


Fig. 8-37. Caractéristiques d'un amplificateur électronique

comporte quatre enroulements de contrôle de l'amplificateur rotatif. Les principaux paramètres du dispositif de commande sont indiqués dans le tableau 8-5.

Tableau 8-5

Génératrice AMR

$P_n = 11$ kW ; $U = 230$ V ; $I_{ind.\ n} = 47{,}8$ A ; $n_n = 1\,450$ tr/mn ($\omega_n = 152$ rd/s)

<table>
<tr><th rowspan="3">Données sur l'enroulement</th><th colspan="6">Enroulement</th></tr>
<tr><th rowspan="2">d'induit</th><th rowspan="2">de compensation</th><th colspan="4">de contrôle</th></tr>
<tr><th>1</th><th>2</th><th>3</th><th>4</th></tr>
<tr><td>w</td><td>297</td><td>236</td><td>230</td><td>460</td><td>460</td><td>460</td></tr>
<tr><td>R_{propre}</td><td>0,45</td><td>0,178</td><td>4,9</td><td>22,4</td><td>19,6</td><td>22,4</td></tr>
<tr><td>R_{ad}</td><td>—</td><td>—</td><td>1,9</td><td>47,6</td><td colspan="2">113</td></tr>
<tr><td>R_{tot}</td><td>0,45</td><td>0,178</td><td>6,8</td><td>70</td><td colspan="2">155</td></tr>
</table>

Données complémentaires : $R_{sh} = 0{,}3$ ohm ; $k_g = 1{,}44 \cdot 10^4$ V/Wb ; $\Delta w_q = 3{,}43$; les relations $e_q\ (F_d)$ et $e_d\ (i_q)$ sont indiquées sur la fig. 8-37.

Moteur

$P_n = 9$ kW; $U = 220$ V; $I_{ind.\,n} = 47{,}8$ A; $n_n = 900$ tr/mn; ($\omega_n = 94{,}4$ rd/s); $J_m = 3$ kgm²; $c = 2{,}16$ Nm/A; $R_{ind.\,m} = 0{,}24$ ohm.

Tachygénérateur

$P_n = 0{,}65$ kW; $U = 220$ V; $I_{ind.\,n} = 4{,}25$ A; $n_n = 980$ tr/mn ($\omega_n = 102$ rd/s); $c_{tg} = 1{,}84$ V/rd/s; $R_{ind.\,tg} = 7{,}1$ ohms.

Données complémentaires: $R_{ind} + R_{p.\,aux} = R_m = 0{,}35$ ohm; $J_{méc} = 0{,}75$ kgm²; $J_{tot} = 3{,}75$ kgm²; $I_{coup} = I_n = 47{,}8$ A; $U_{moyen} = 17{,}5$ V; $U_p = 185$ V; $R = 100$ kiloohms; $C = 4$ µF; 1,25 µF.

A l'enroulement pilote *2EC* est appliquée la différence des tensions prélevées sur le potentiomètre pilote U_p et sur le tachygénérateur $U_{tg} = c_{tg}\omega$. Dans le schéma ce dernier réalise la contre-réaction en vitesse. L'enroulement de contrôle *1EC* est destiné à limiter le courant. Les troisième et quatrième enroulements de contrôle connectés en série réalisent la contre-réaction souple en tension aux bornes de la génératrice. La réaction souple a un effet stabilisateur lors des processus transitoires.

La f.m.m. résultante F_d suivant l'axe longitudinal de l'amplificateur rotatif créée par tous les enroulements de contrôle, l'enroulement de compensation et l'enroulement d'induit (réaction d'induit) est:

$$F_d = F_p + F_c - F_l + F_{rs} - i_q \Delta w_q - \frac{i_{ind} w_{ind}}{2}, \qquad (8\text{-}20)$$

où $F_p = i_p w_p$ est la f.m.m. créée par l'enroulement pilote; $F_c = i_c w_c$, la f.m m. créée par l'enroulement de compensation; $F_l = i_l w_l$, la f.m.m. créée par l'enroulement de limitation du courant; $F_{rs} = i_{rs} w_{rs}$, la f.m.m. créée par les enroulements de réaction souple; i_q, le courant traversant l'axe transversal de l'induit de l'amplificateur rotatif; Δw_q, une partie des spires de l'enroulement d'induit qui provoque l'action démagnétisante suivant l'axe longitudinal due au courant de l'axe transversal; $i_{ind} = i_d$, le courant de l'axe longitudinal de l'induit de l'amplificateur rotatif; $\frac{i_{ind} w_{ind}}{2}$, la f.m.m. de réaction d'induit.

A l'aide de la courbe à vide du premier étage d'amplification de l'amplificateur rotatif (fig. 8-37,*a*) on détermine d'après la valeur de F_d la f.é.m. aux balais du circuit transversal de l'induit e_q. D'autre part, pour chaque circuit d'enroulements qui créent une f.m.m. suivant l'axe longitudinal on peut écrire les équations différentielles des tensions et des f.é.m. Par exemple, pour le circuit du premier enroulement

$$U_1 = i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \sum_{j=2}^{k} M_{1j} \frac{di_j}{dt}, \qquad (8\text{-}21)$$

où U_1 est la tension aux bornes du circuit, V; i_1, le courant dans ce circuit, A; R_1, la résistance du circuit, ohms; L_1, le coefficient d'auto-induction de l'enroulement de contrôle, H; M_{1j}, les coefficients d'induction mutuelle du premier enroulement et du j-ème enroulement de contrôle, H.

Tous les enroulements de contrôle étant liés à un circuit magnétique commun suivant l'axe longitudinal, on peut simplifier la notation des équations

$$U_1 = i_1 R_1 + w_1 \frac{d\Phi_d}{dt}, \tag{8-22}$$

où Φ_d est le flux magnétique suivant l'axe longitudinal, Wb.

Lorsqu'on divise tous les termes de l'expression (8-22) par R_1, qu'on les multiplie par w_1 et qu'on tient compte du fait que $e_q = k_g \Phi_d$, où

$$k_g = k\omega_g = \frac{pN}{2\pi a}\omega_g = \frac{pw_{\text{ind}}}{4\pi a}\omega_g,$$

alors

$$F_1 = U_1 \frac{w_1}{R_1} - \frac{w_1^2}{R_1 k_g}\frac{de_q}{dt}. \tag{8-23}$$

Ainsi, pour le schéma considéré on aura:

$$\left.\begin{aligned}
F_p &= \frac{U_p - c_{tg}\omega}{R_p} w_p - \frac{w_p^2}{R_p k_g}\frac{de_q}{dt};\\
F_c &= \frac{R_{sh} w_c i_{\text{ind}}}{R_c + R_{sh}} - \frac{w_c^2}{(R_c + R_{sh})\, k_g}\frac{de_q}{dt};\\
F_{rs} &= U_{rs}\frac{w_{rs}}{R_{rs}} + \frac{w_{rs}^2}{R_{rs} k_g}\frac{de_q}{dt};\\
F_l &= \frac{i_{\text{ind}} R_{ad} - U_{\text{moyen}}}{R_l} w_l + \frac{w_l^2}{R_l k_g}\frac{de_q}{dt}.
\end{aligned}\right\} \tag{8-24}$$

Il est évident que la dernière équation (8-24) est valable à condition que $\left| i_{\text{ind}} R_{ad} + \frac{w_l}{k_g}\frac{de_q}{dt}\right| > |U_{\text{moyen}}|$. Si le signe d'inégalité change, on a $F_l = 0$, car par les soupapes *1V* et *2V* le courant ne passe pas en sens inverse, ce qui équivaut à la rupture du circuit de réaction en courant.

En examinant les équations (8-20) et (8-24) il n'est pas difficile de noter le cycle fermé des opérations mathématiques. Ayant trouvé e_q et différentié cette variable, on l'introduit dans l'équation (8-24) pour déterminer les composantes F_d et, par conséquent, e_q d'après la courbe de la fig. 8-37,*a*. Cette opération de différentiation entraîne de graves erreurs et pour cette raison dans la résolution des problèmes aux modèles on la remplace par l'intégration. A cette fin on résout l'équation différentielle par rapport à la dérivée supérieure.

Ainsi, en résolvant les équations (8-24) par rapport à de_q/dt, après intégration on trouve e_q et d'après la courbe de la fig. 8-37,*a* on détermine la valeur de F_d.

Dans l'addition des équations (8-24) conformément à la formule (8-20) on ne doit pas écrire la valeur de F_l sous sa forme développée, car cela rendra le problème examiné plus compliqué. En effet, le coefficient de la dérivée sera alors une grandeur variable. Cela étant il faut écrire:

$$\frac{de_q}{dt}=\frac{U_p w_p}{R_p k_1}-\frac{c_g w_p}{R_p k_1}\omega-\frac{F_d}{k_1}-\frac{F_l}{k_1}-\frac{w_{rs}}{R_{rs}k_1}U_{rs}-\frac{\Delta w_q}{k_1}i_q-\\-\left(\frac{w_{ind}}{2}-\frac{R_{sh}w_c}{R_c+R_{sh}}\right)\frac{i_{ind}}{k_1}, \tag{8-25}$$

où

$$k_1=\frac{k_g}{\frac{w_p^2}{R_p}+\frac{w_{rs}^2}{R_{rs}}+\frac{w_c^2}{R_{sh}+R_c}}.$$

La tension aux bornes de l'enroulement de réaction U_{rs} est donnée par l'équation

$$T_{rs}\frac{dU_g}{dt}=T_{rs}\frac{dU_{rs}}{dt}+U_{rs}, \tag{8-26}$$

où $T_{rs}=RC$ est la constante de temps du circuit de réaction souple, s.

Mais $U_g=c\omega+(R_{ind}+R_{ad})\,i_{ind}$ et après transformation cette dernière expression donne

$$\frac{d\,[c\omega+(R_{ind}+R_{ad})\,i_{ind}-U_{rs}]}{dt}=\frac{U_{rs}}{T_{rs}}, \tag{8-27}$$

où R_{ind} est la résistance de l'induit du moteur; R_{ad}, la résistance additionnelle avec la résistance des pôles auxiliaires.

Le deuxième étage d'amplification de l'amplificateur rotatif vérifie l'équation :

$$e_q=i_qR_{éq}+w_{ind}\frac{d\Phi_q}{dt}=i_qR_{éq}+\frac{w_{ind}}{k_g}\frac{de_d}{dt}, \tag{8-28}$$

où e_d est la f.é.m. du circuit longitudinal de l'amplificateur rotatif, V; Φ_q, le flux magnétique suivant l'axe transversal de l'amplificateur rotatif, Wb; $R_{éq}$, la résistance équivalente de l'induit de l'amplificateur rotatif.

Les grandeurs i_q et e_d sont liées entre elles par une relation non linéaire (voir fig. 8-37,*b*). Dans le cas considéré on peut adopter le même procédé de résolution que pour le premier étage de l'amplificateur: résolution de l'équation (8-28) par rapport à la dérivée $\frac{de_d}{dt}$,

intégration de cette dernière et détermination de la valeur de i_q d'après la fig. 8-37,*b*.

Pour le circuit d'induit du moteur on peut écrire l'équation suivante des tensions et des f.é.m. :

$$e_d = c\omega + i_{\mathrm{ind}}(R_{\mathrm{éq}} + R_{\mathrm{ad}} + R_{\mathrm{ind}}) + (i_{\mathrm{ind}} - i_{\mathrm{c}}) R_{\mathrm{sh}} + \frac{w_{\mathrm{ind}}}{k_{\mathrm{g}}} \frac{de_q}{dt}.$$

De (8-24) on tire

$$i_{\mathrm{c}} = \frac{F_{\mathrm{c}}}{w_{\mathrm{c}}} = \frac{R_{\mathrm{sh}}}{R_{\mathrm{c}} + R_{\mathrm{sh}}} i_{\mathrm{ind}} - \frac{w_{\mathrm{c}}}{(R_{\mathrm{c}} + R_{\mathrm{sh}}) k_{\mathrm{g}}} \frac{de_q}{dt}.$$

En introduisant la valeur de i_{c} dans l'équation précédente et en a résolvant par rapport à i_{ind} on obtient

$$i_{\mathrm{ind}} = \frac{e_d}{R_0} - \frac{c}{R_0}\omega - \frac{1}{R_0 k_{\mathrm{g}}}\left(\frac{R_{\mathrm{sh}} w_{\mathrm{c}}}{R_{\mathrm{c}} + R_{\mathrm{sh}}} + w_{\mathrm{ind}}\right)\frac{de_q}{dt}, \qquad (8\text{-}29)$$

où

$$R_0 = R_{\mathrm{éq}} + R_{\mathrm{ad}} + R_{\mathrm{ind}} + \frac{R_{\mathrm{sh}} R_{\mathrm{c}}}{R_{\mathrm{c}} + R_{\mathrm{sh}}}.$$

L'équation du mouvement est :

$$C - C_{\mathrm{s}} = J \frac{d\omega}{dt}$$

ou

$$i_{\mathrm{ind}} - I_{\mathrm{s}} = \frac{J}{c} \frac{d\omega}{dt}.$$

Nous admettons que le couple résistant statique est réactif, que sa valeur est constante et qu'il change de signe lors du changement de sens de rotation. Pour $\omega = 0$ $|i_{\mathrm{ind}}| < |I_{\mathrm{s}}|$. Lorsque le moteur décolle ($\omega \neq 0$) la limitation indiquée n'a pas de sens. Il faut tenir compte de ce fait en traçant le schéma du modèle électronique du système de commande étudié.

Des équations différentielles du système physique étudié on passe à la composition des équations du modèle par transformation scalaire.

On appelle échelle de la variable x la relation

$$m_x = \frac{\tilde{x}}{x} \; \frac{\mathrm{V}}{\text{unité de la grandeur physique}}, \qquad (8\text{-}30)$$

où $\tilde{x}$ est la variable du modèle (la tension) qui représente la variable x du système étudié.

Généralement on calcule les valeurs des échelles des variables de telle façon que le maximum de la valeur de la variable du modèle $\tilde{x}$ pour lequel les amplificateurs fonctionnent sans distorsion ne dépasse pas 100 V. Il en résulte comme règle de détermination de l'échelle :

$$m_x = \frac{100}{x_{\max}}.$$

Les valeurs de x_{max} peuvent être déterminées après évaluation préalable du fonctionnement du système étudié. Si au cours de l'étude du modèle les échelles de certaines grandeurs ont été mal choisies, on les change et on recommence la résolution. On tient compte du fait qu'avec l'accroissement de la grandeur x_{max} l'amplificateur fonctionne dans la portion initiale de sa caractéristique. Ceci peut également provoquer de graves erreurs de résolution. Le choix de l'échelle de la variable indépendante t tient compte également de l'estimation préalable de la durée des processus transitoires. On a pour l'échelle de la variable indépendante $m_t = \frac{\tau}{t}$, où τ est la variable indépendante du modèle (temps machine). Pour les processus rapides il devient généralement nécessaire d'allonger dans le temps le processus transitoire du modèle. Dans ce cas $m_t > 1$; pour les processus de longue durée inversement on cherche à réduire le temps du régime transitoire du modèle ($m_t < 1$). La durée maximale du processus transitoire dans le modèle est limitée par la précision de fonctionnement des intégrateurs. Par exemple, dans l'installation de modelage MH-7 une intégration supérieure à 200 secondes est indésirable car de fortes erreurs peuvent s'y produire.

Tableau 8-6

x	e_d, V	e_q, V	e'_q, V/s	i_{ind}, A	i_q, A	ω, rd/s	U_{rs}, V	F_d, A	F_1, A	t, s
x_{max}	312,5	16	160	125	10	100	312,5	500	1 000	—
m_x	0,32	6,25	0,625	0,8	10	1	0,32	0,2	0,1	25

Le tableau 8-6 donne les valeurs maxima des variables calculées d'après les données préalables pour l'exemple considéré.

La formule de transformation scalaire (8-30) permet d'écrire les équations du modèle après substitution correspondante dans les équations (8-20) à (8-29). Par exemple, de la formule (8-29) il résulte :

$$\tilde{i}_{ind} = \frac{m_{i\,ind}}{R_0 m_{ed}} \tilde{e}_d - \frac{c m_{i\,ind}}{R_0 m_\omega} \tilde{\omega} - \frac{m_{i\,ind}}{R_0 k_g m_{e'q}} \left(\frac{R_{sh} w_c}{R_c + R_{sh}} + w_{ind} \right) \tilde{e}'_q.$$

Compte tenu des valeurs des paramètres du système (tableau 8-5) et des échelles des variables (tableau 8-6) on peut écrire le système suivant d'équations d'un modèle électronique :

$$\frac{d\tilde{e}_q}{d\tau} = \tilde{e}'_q = 82,7 - 8,23\tilde{\omega} - 0,681\tilde{F}_1 - 0,34\tilde{F}_d - 1,26\tilde{U}_{rs} - 0,033\tilde{i}_{ind} - 0,023\tilde{i}_q \, ; \qquad (8\text{-}31a)$$

$$\widetilde{F}_d = f_1(\widetilde{e}_q) = 0{,}715\widetilde{e}_q + \frac{\widetilde{e}_q}{|\widetilde{e}_q|}[-0{,}355(|\widetilde{e}_q|-3) + 0{,}53(|\widetilde{e}_q|-19) + 0{,}672(|\widetilde{e}_q|-30) + 1{,}1(|\widetilde{e}_q|-39) + 1{,}33(|\widetilde{e}_q|-46{,}5)]; \tag{8-31b}$$

$$\widetilde{F}_1 = 1{,}48\widetilde{i}_{\text{ind}} + 0{,}425\widetilde{e}'_q - 59{,}2; \tag{8-31c}$$

$$\frac{d(6{,}92\widetilde{\omega} + 0{,}24\widetilde{i}_{\text{ind}} - \widetilde{U}_{\text{rs}})}{d\widetilde{t}} = \frac{1}{10T_{\text{rs}}}\widetilde{U}_{\text{rs}}; \tag{8-31d}$$

$$\frac{d\widetilde{e}_d}{d\tau} = 0{,}2\widetilde{e}_q - 0{,}056\widetilde{i}_q; \tag{8-31e}$$

$$\widetilde{i}_q(\widetilde{e}_d) = f_2(\widetilde{e}_d) = 1{,}61\widetilde{e}_d + \frac{\widetilde{e}_d}{|\widetilde{e}_d|}[-0{,}719(|\widetilde{e}_d|-9{,}5) - 0{,}3(|\widetilde{e}_d|-16{,}5) + 0{,}19(|\widetilde{e}_d|-29) + 0{,}212(|\widetilde{e}_d|-41)]; \tag{8-31f}$$

$$\widetilde{i}_{\text{ind}} = 2{,}16\widetilde{e}_d - 14{,}9\widetilde{\omega} - 0{,}034\widetilde{e}'_q; \tag{8-31g}$$

$$\frac{d\widetilde{\omega}}{d\tau} = 0{,}675\widetilde{i}_{\text{ind}} - 25{,}9. \tag{8-31h}$$

Le système d'équations indiqué donne le schéma du modèle de la commande électrique étudiée.

On détermine la grandeur $\widetilde{e}_q$ en additionnant d'abord tous les termes du deuxième membre de l'équation (8-31a), car $\widetilde{e}'_q$ se rencontra aussi dans d'autres équations, et en l'intégrant ensuite. De plus, le composition du schéma de cette partie du modèle doit tenir compte de ce que l'addition à l'entrée d'un amplificateur d'un nombre de termes dépassant cinq peut provoquer une erreur notable. Pour cette raison l'addition des trois grandeurs faisant partie de l'expression (8-31a) $\widetilde{F}_d$, $\widetilde{i}_{\text{ind}}$ et $\widetilde{i}_q$ est réalisée séparément par l'amplificateur *1* (fig. 8-38, *a*).

Les numéros des amplificateurs et des résistances d'entrée du schéma correspondent à leur désignation sur le simulateur électronique MH-7. La grandeur $\widetilde{e}_q$ obtenue à la sortie de l'intégrateur *5* est appliquée à l'entrée du bloc fonctionnel non linéaire *B1* qui reproduit la relation $\widetilde{F}_d = f_1(\widetilde{e}_q)$. On applique à l'entrée du bloc non linéaire un signal composé de deux signes. A cette fin le montage utilise l'amplificateur *3* comme inverseur de signe.

La partie du schéma du modèle (fig. 8-38, *b*) qui représente l'équation (8-31c) n'est pas sans un certain intérêt. Il faut ici comparer d'abord la grandeur $(1{,}48\widetilde{i}_{\text{ind}} + 0{,}425\widetilde{e}'_q)$ avec la tension $\frac{U_{\text{moyen}} w_1 m_{F_1}}{R_1} = 59{,}2$. Il en résulte l'ordre d'exécution des opérations : d'abord on additionne les grandeurs $\widetilde{i}_{\text{ind}}$ et $\widetilde{e}'_q$ dans l'amplificateur *9*. A l'entrée

de l'amplificateur *13* on branche les diodes V_1 et V_2 bloquées par une tension de comparaison égale à 59,2 V et réglée à l'aide de potentiomètres. La fig. 8-38,*b* montre la caractéristique de l'amplificateur *13*; elle comporte une zone de non-sensibilité de $\pm 59{,}2$ V, c'est-à-dire que $F_l = 0$ pour $(1{,}48\,\tilde{i}_{ind} + 0{,}425\,\tilde{e}'_q) < 59{,}2$.

Le schéma de la fig. 8-38,*c* permet de trouver la tension aux bornes de l'enroulement de réaction souple $U_{rs} = U_{RC}$ sans recourir à l'opération de différentiation. Les étapes de construction du schéma découlent directement de l'équation (8-31d). De façon analo-

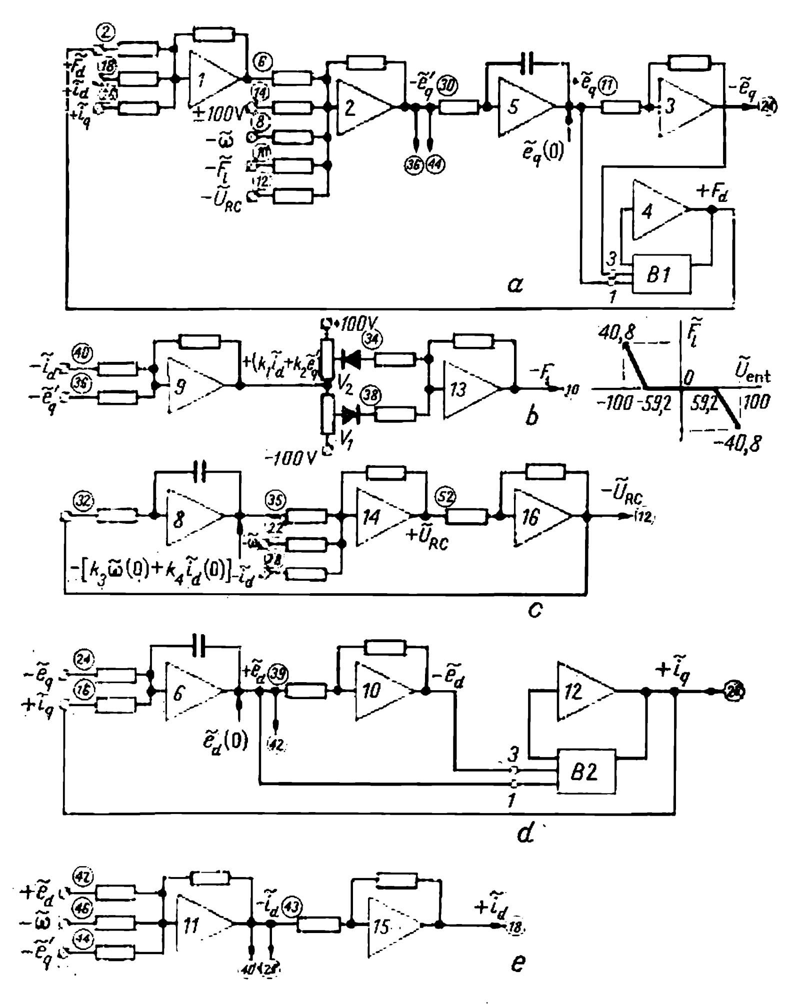
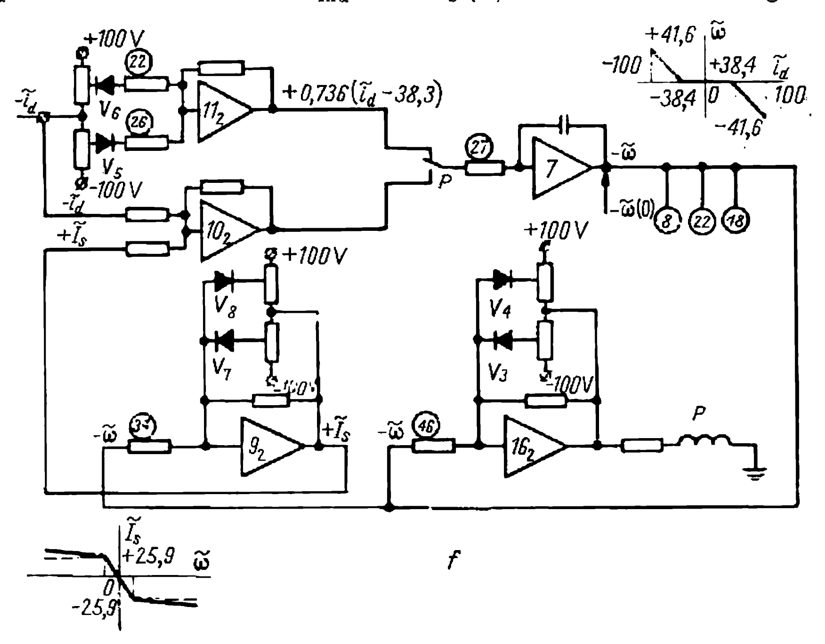


Fig. 8-38. Schémas des modèles

gue on peut tracer les schémas pour d'autres équations (8-31e, f, g) (fig. 8-38,*d*,*e*).

Le schéma pour l'équation (8-31h) est quelque difficile à tracer. Pour $\tilde{i}_{\text{ind}} < I_s$ et $\omega = 0$ on doit avoir $d\omega/d\tau = 0$, car alors on peut aussi utiliser la caractéristique avec zone d'insensibilité — amplificateur 11_2 (fig. 8-38,*f*). L'indice qui désigne les amplificateurs correspond à la deuxième machine MH-7 qui fonctionne avec la première. Mais pour $\omega \neq 0$ cette limitation est supprimée. Aussi propose-t-on le schéma suivant. Le signal est appliqué à l'entrée de l'intégrateur *7* par les contacts du relais *P*. L'enroulement du relais est connecté à la sortie de l'amplificateur 16_2 à l'entrée duquel est appliquée $-\tilde{\omega}$. L'amplificateur 16_2 a un gain assez important pour que le relais fonctionne à de faibles valeurs de ω. Pour limiter la charge de l'amplificateur 16_2, dans son circuit de réaction on branche un limiteur à diodes V_3 et V_4. Lorsque la tension de sortie excède la tension de blocage des diodes réglée par potentiomètres, la résistance du circuit de réaction est shuntée par la résistance relativement faible de la diode (dans le sens conducteur) et d'une partie du potentiomètre, ce qui diminue considérablement le gain d'amplification.

Après fonctionnement du relais, à l'entrée de l'intégrateur *7* est appliquée une tension provenant de la sortie de l'amplificateur 10_2 qui réalise l'addition de $\tilde{i}_{\text{ind}}$ et de $\tilde{I}_s$ $(\tilde{\omega})$. Le courant de charge sta-



représentant certaines équations

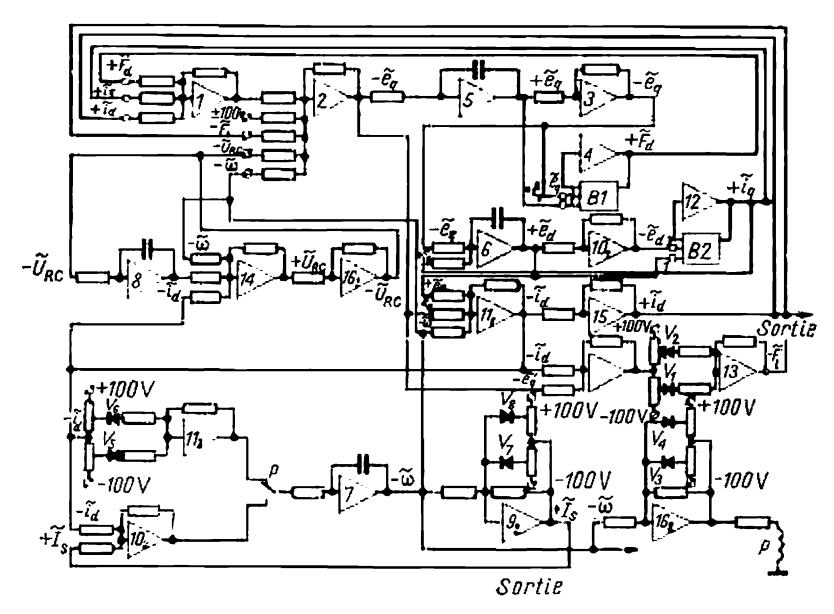


Fig. 8-39. Schéma général d'un modèle électronique du système de commande (voir fig. 8-36)

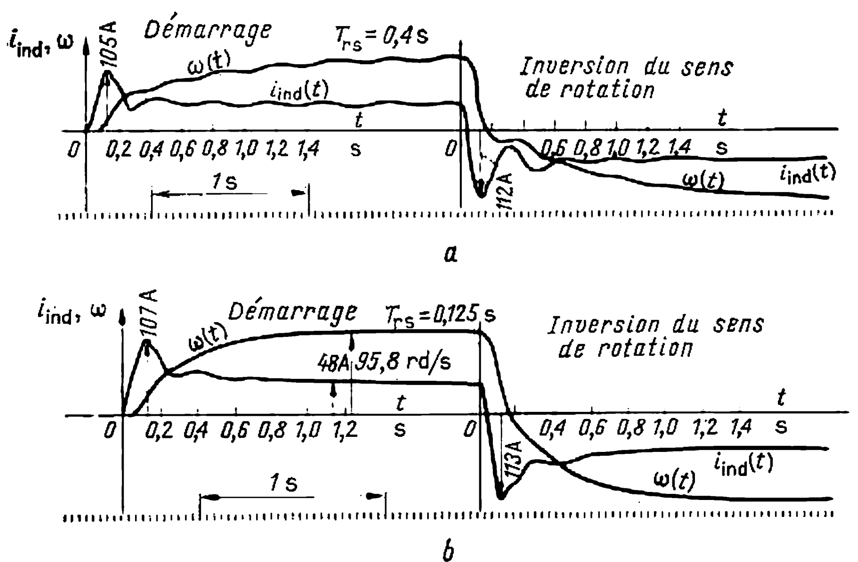


Fig. 8-40. Oscillogrammes prélevés sur un simulateur électronique

tique $\widetilde{I}_s$ $(\widetilde{\omega})$ provient de la sortie de l'amplificateur *9*$_2$ branché selon le schéma de limitation (voir la caractéristique de la fig. 8-38,*f*).

La fig. 8-39 donne le schéma général du simulateur électronique du système de commande considéré. Ce simulateur permet d'étudier les régimes transitoires du système de commande examiné dans l'exemple donné (démarrage, inversion du sens de marche, etc.) De plus, le modèle permet de trouver de façon assez simple l'influence de plusieurs paramètres du système de commande sur les processus transitoires, c'est-à-dire de résoudre le problème de synthèse du système.

Par exemple, pour déterminer l'influence de la constante de temps T_{rs} du circuit de réaction souple, il suffit de faire varier le gain de l'amplificateur *8*. On détermine l'influence de la valeur du courant de coupure en variant le niveau de blocage des diodes à l'entrée de l'amplificateur *13*, etc.

Les oscillogrammes de la fig. 8-40 donnent les courbes du courant d'induit i_{ind} du moteur et de la vitesse de rotation ω au démarrage et à l'inversion du sens de marche. L'étude des régimes transitoires à conditions initiales non nulles (par exemple, à l'inversion du sens de marche) se fait en introduisant dans les intégrateurs les valeurs initiales des variables.

Les oscillogrammes indiqués sur la fig. 8-40 ont été prélevés lors de démarrage d'un moteur à vitesse de rotation nominale: $U_p = 185$ V pour $C_s = C_n = 104$ Nm; $I_s = 47{,}8$ A et la constante de temps du circuit de réaction souple $T_{rs} = 0{,}4$ s (fig. 8-40,*a*). Dans ce cas des oscillations ont lieu dans le système. Pour les éliminer on a diminué la valeur de cette constante jusqu'à $T_{rs} =$ $= 0{,}125$ s (voir fig. 8-40,*b*).

CHAPITRE IX

SCHÉMAS TYPES DE COMMANDE DES MOTEURS ÉLECTRIQUES

9-1. Commande des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit

La commande des moteurs asynchrones utilise largement les équipements à relais et à contacteurs.

Le démarrage des moteurs à rotor en court-circuit de faible puissance est généralement réalisé à l'aide de contacteurs-disjoncteurs. Ce genre de démarreurs comporte un contacteur à courant alternatif avec deux relais thermiques incorporés.

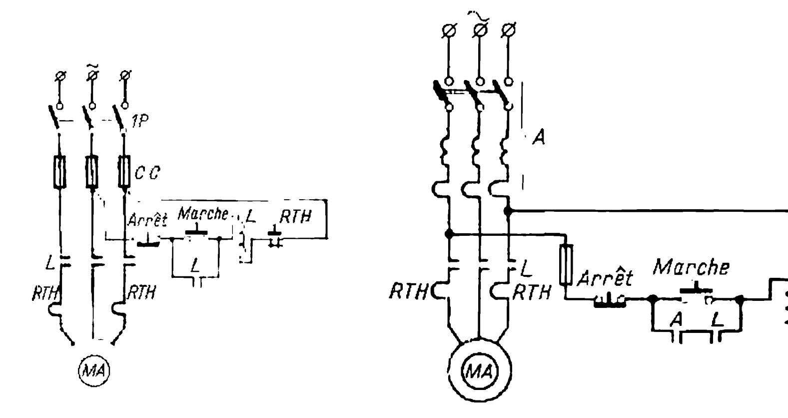


Fig. 9-1. Schéma simplifié de commande d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit

Fig. 9-2. Schéma de commande d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit utilisant un disjoncteur automatique et un contacteur

La fig. 9-1 donne le schéma simplifié de commande d'un moteur asynchrone à rotor mis en court-circuit *par contacteur-disjoncteur.* Le schéma prévoit l'alimentation des circuits de puissance et des circuits de commande par une source de même tension.

Mais pour augmenter la fiabilité des équipements à relais et à contacteurs prévus dans la plupart des cas pour une basse tension de même que pour augmenter la sécurité on utilise souvent des montages qui prévoient l'alimentation des circuits de commande par une source de tension réduite.

Lorsque l'interrupteur *1P* est fermé il suffit pour faire démarrer le moteur d'appuyer sur le bouton *Marche.* La bobine du contac-

teur *L* est alors alimentée, les contacts principaux dans le circuit de puissance se ferment et le stator du moteur est connecté au réseau. Dans le même temps se ferme le contact auxiliaire *L* du circuit de commande qui verrouille le bouton *Marche*. Appuyer sur ce bouton ensuite est inutile car le circuit de la bobine du contacteur *L* reste fermé. Sous l'action d'un ressort de rappel le bouton revient à sa position initiale.

En appuyant sur le bouton *Arrêt* on sépare le moteur du réseau. La bobine du contacteur *L* n'est plus alimentée et ses contacts à fermeture ouvrent le circuit statorique.

Le schéma de la fig. 9-1 prévoit la protection du moteur par des coupe-circuit *CC* contre les courts-circuits et par des relais thermiques contre les surcharges. De plus, ce schéma prévoit la protection par manque de tension: en cas de disparition ou de baisse considérable de la tension du réseau le moteur est automatiquement débranché du réseau. Lorsque la tension redevient normale le moteur ne peut démarrer lui-même.

Une meilleure protection contre la baisse ou la disparition de la tension est assurée par un relais à minimum de tension dont la bobine est connectée à deux phases du circuit de puissance et le contact à fermeture branché en série avec la bobine du contacteur. Ce montage comporte maintenant des disjoncteurs automatiques au lieu des interrupteurs d'entrée dotés de coupe-circuit.

La fig. 9-2 donne le schéma de commande d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit utilisant un disjoncteur et un contacteur. L'interrupteur à couteau et les coupe-circuit ont été ici remplacés par un *disjoncteur automatique A*. La coupure d'une seule phase qui pouvait avoir lieu avec les coupe-circuit est ainsi impossible avec un disjoncteur et il n'est pas besoin d'y changer un élément alors qu'il fallait changer les fusibles grillés du coupe-circuit.

Les disjoncteurs automatiques sont dotés de déclencheurs électromagnétiques instantanés et thermiques.

Les déclencheurs électromagnétiques fonctionnent d'une façon non réglable lors du passage d'un courant égal à 10 fois le courant nominal et assurent la protection contre les courants de court-circuit. Les déclencheurs thermiques ont un retard, fonction inverse du courant; par exemple, un déclencheur à courant nominal de 50 A fonctionne au bout d'une heure pour une charge égale à 1,5 fois la charge nominale, mais au bout de 20 secondes pour une charge quadruple. Les déclencheurs thermiques ne protègent donc pas le moteur contre la surchauffe lors des surcharges, mais le protègent dans une certaine mesure, ainsi que les fils d'alimentation, contre la surchauffe occasionnée par le courant de démarrage en cas de blocage de la machine à entraîner.

Dans de nombreux cas, lorsqu'il s'agit d'un service continu, la protection fiable des moteurs contre les surcharges prolongées

est assurée par des relais thermiques. De tels schémas sont utilisés pour la commande des moteurs non réversibles entraînant des ventilateurs, des pompes, des machines-outils pour le travail des métaux, etc.

Pour les moteurs nécessitant une inversion du sens de rotation, par exemple les moteurs actionnant les vannes des conduites hydrauliques, des transporteurs à rouleaux des laminoires, des mécanismes d'avance des machines-outils, etc., la commande est réalisée par *contacteur-disjoncteur réversible* (fig. 9-3).

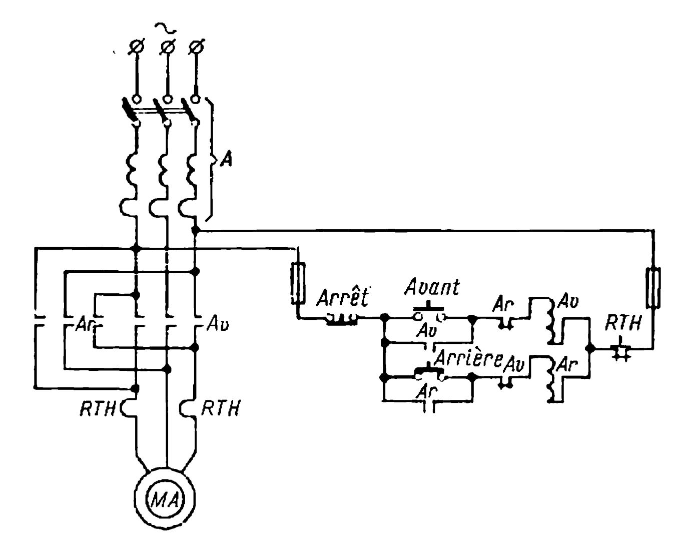


Fig. 9-3. Schéma de commande d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit à l'aide d'un contacteur-disjoncteur réversible

La mise en marche du moteur dans un sens de rotation est assurée en appuyant sur le bouton *Avant.* La bobine du contacteur *Av* est alimentée et les contacts principaux à fermeture *Av* connectent le moteur au réseau.

Pour que le moteur tourne en sens inverse on appuie sur le bouton *Arrêt*, puis sur le bouton *Arrière*, ce qui provoque le déclenchement du contacteur *Av* et l'enclenchement du contacteur *Ar.* Comme on le voit sur le schéma deux phases statoriques sont alors interverties.

Afin de prévenir un court-circuit dans le circuit statorique par suite d'une fausse action simultanée sur les deux boutons (*Avant* et *Arrière*) les contacteurs-disjoncteurs réversibles sont dotés d'un verrouillage mécanique assuré par un système à levier (non indiqué sur le schéma) qui s'oppose à l'enclenchement d'un contacteur lors-

que l'autre est en circuit. Pour une plus grande fiabilité, en plus du verrouillage mécanique, le schéma (fig. 9-3) prévoit un verrouillage électrique par contacts auxiliaires à ouverture *Av* et *Ar*, ce qui prévient aussi l'enclenchement simultané des contacteurs *Av* et *Ar*.

La combinaison des verrouillages électrique et mécanique rend le schéma très fiable.

La fig. 9-4 donne un schéma analogue pour la commande réversible d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit.

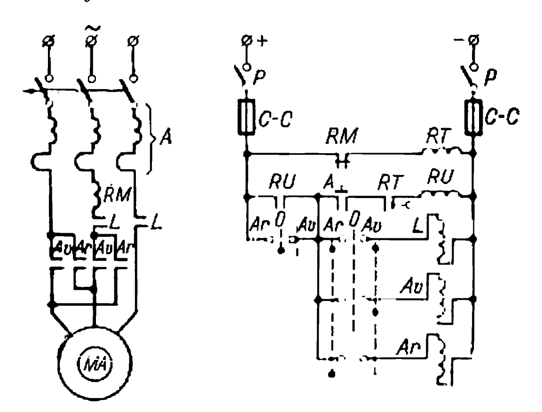


Fig. 9-4. Schéma de commande réversible d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit

La commande du moteur est assurée par le combinateur auxiliaire à trois positions. Ce schéma de protection présente un intérêt certain. Les moteurs fonctionnant en service intermittent (par exemple dans des ateliers de laminage) n'utilisent pas de relais thermiques mais ont une protection par relais électromagnétique à maximum de courant *RM* et relais temporisé *RT* contre la surchauffe en cas de blocage (fig. 9-4). Le relais *RM* est réglé pour enclenchement fiable sous l'action du courant de démarrage et déclenchement lorsque le courant du moteur revient à sa valeur de charge. Le relais *RT* est généralement réglé pour 1,5-2 s. A chaque démarrage le relais *RM* s'enclenche et débranche la bobine du relais *RT*, mais ce dernier relais ouvre son contact et débranche la bobine du relais à manque de tension *RU* seulement lorsque le moteur ne démarre pas et que le contact du relais *RM* reste ouvert.

Plusieurs mises consécutives du moteur sous tension peuvent être suffisantes pour faire décoller les mecanismes si, par exemple, le blocage a eu lieu par suite de la solidification du lubrifiant. Le coincement du métal à laminer peut également bloquer le mécanisme. L'utilisation des relais électromagnétiques *RM* et *RT* présente l'avantage, par rapport aux relais thermiques, de débrancher le

moteur en cas de blocage au bout de quelque 1,5 à 2 secondes avant même qu'il soit surchauffé alors qu'avec des relais thermiques il faudrait plusieurs minutes pour remettre en marche le moteur, ce qui est inadmissible dans de nombreux cas.

La fig. 9-5 donne le schéma de commande réversible d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit *à deux vitesses.*

Le moteur comporte deux vitesses : l'une s'obtient par connexion des enroulements statoriques en triangle, ce qui est réalisé lorsqu'on appuie sur le bouton *Marche 1* et par enclenchement du contacteur *1K* ; l'autre, par connexion des enroulements en double étoile, ce

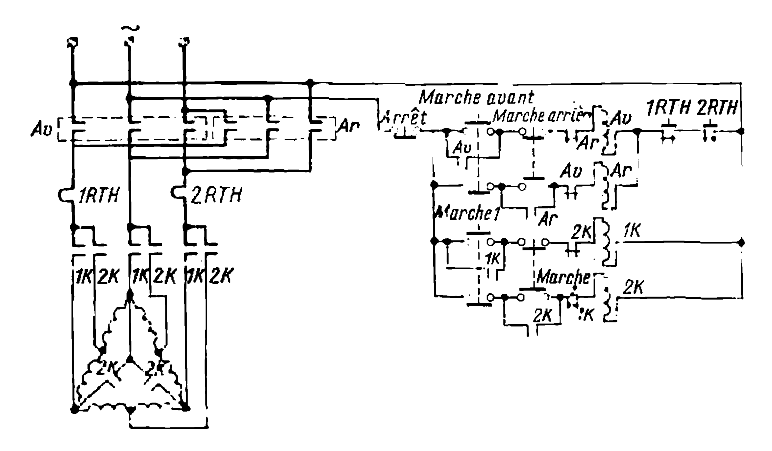


Fig. 9-5. Schéma de commande réversible d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit à deux vitesses

qui est réalisé en appuyant sur le bouton *Marche 2* et par enclenchement du contacteur *2K*. Après connexion préalable des enroulements statoriques on fait démarrer le moteur dans l'un ou dans l'autre sens à l'aide des contacteurs *Av* ou *Ar*. On enclenche les contacteurs *Av* ou *Ar* en appuyant respectivement sur les boutons *Marche avant* ou *Marche arrière.* L'utilisation des boutons à deux circuits permet de réaliser un verrouillage électrique complémentaire qui prévient l'enclenchement simultané des contacteurs *Av* et *Ar* ainsi que *1K* et *2K*.

Le schéma de commande indiqué prévoit la possibilité de passer d'une vitesse à une autre lorsque le moteur tourne dans un sens ou dans l'autre.

Pour commander le freinage des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit on utilise différents schémas. Comme nous l'avons déjà indiqué les installations utilisant des moteurs asynchrones peuvent être à freinage rhéostatique (dynamique) avec injection de courant continu dans le stator et à freinage à contre-courant.

La fig. 9-6 indique le schéma de principe de la commande d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit *à freinage rhéostatique.*

Lors de la mise du moteur sous la tension alternative le relais temporisé *RFD* est excité si la source de courant continu fournit de la tension. Dans ce cas le contact à fermeture du relais *RFD* sera fermé. Il est évident que le contacteur de freinage *F* n'est pas en circuit car le contact auxiliaire à ouverture du contacteur *L* sera ouvert. On provoque la mise hors tension du moteur en appuyant sur le bouton *Arrêt.* Le contacteur *L* n'est plus alimenté et son contact à ouverture se ferme, ce qui enclenche le contacteur *F* dont les contacts principaux connectent l'enroulement statorique du moteur sur le réseau à courant continu pour la durée du freinage rhéostatique.

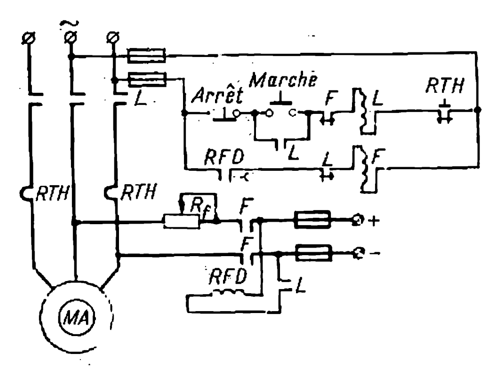


Fig. 9-6. Schéma de commande d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit à freinage rhéostatique

Lors du déclenchement du contacteur *L* la bobine du relais de freinage dynamique *RFD* n'est plus alimentée mais le contact à fermeture du *RFD* qui était auparavant fermé s'ouvre avec un retard dont la valeur excède légèrement la durée de freinage du moteur. Après l'écoulement du retard réglé le stator du moteur est automatiquement débranché de la source de courant continu et le système de commande revient à sa position initiale.

Afin de prévenir l'enclenchement simultané accidentel des contacteurs *L* et *F*, les bobines de ces contacteurs sont mutuellement verrouillées par les contacts auxiliaires à ouverture *L* et *F*.

On limite la valeur du courant continu par la résistance additionnelle R_f. Le circuit à courant continu est garanti d'un court-circuit par des coupe-circuit.

Le *freinage à contre-courant* réalise le schéma de commande plus simple.

Le schéma de la fig. 9-7 utilise pour la commande du freinage à contre-courant le relais de contrôle de la vitesse *RCV* réuni mécaniquement avec l'arbre du moteur. Ses contacts à fermeture se ferment pour une certaine vitesse de rotation du moteur. Lorsque le moteur est à l'arrêt ou que sa vitesse est faible (environ 10 à 15 % de la vitesse nominale) les contacts du relais sont ouverts.

En appuyant sur le bouton *Marche* on enclenche le contacteur *L* et le moteur démarre. Le contact auxiliaire à ouverture *L* coupe

le circuit d'alimentation de la bobine du contacteur *F* et bien que les contacts du relais *RCV* soient fermés lors de la rotation du moteur, le contacteur *F* ne s'enclenche pas. La mise hors circuit du moteur se fait en appuyant sur le bouton *Arrêt*. Le contact auxiliaire à ouverture *L* se ferme alors. Comme les contacts du relais *RCV* sont fermés, le contacteur *F* est alimenté et le stator du moteur est

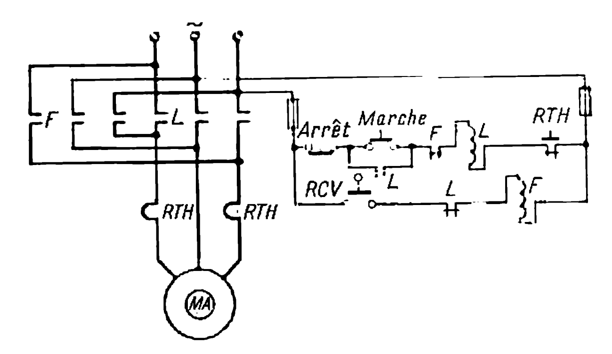


Fig. 9-7. Schéma de commande d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit à freinage par contre-courant

connecté au réseau. Le schéma montre que lors de l'enclenchement du contacteur *F* les deux phases sont interverties et que l'ordre des phases est modifié par rapport à ce qui avait lieu lorsque le contacteur *L* était enclenché. Pour cette raison il y a freinage par contre-courant.

Lorsque la vitesse est presque nulle, le relais *RCV* ouvre ses contacts, la bobine du contacteur *F* n'est plus alimentée et le moteur est automatiquement débranché du réseau.

9-2. Commande des moteurs asynchrones à rotor bobiné

La fig. 9-8 donne un schéma de commande d'un moteur asynchrone à bagues, dans le circuit rotorique duquel est insérée une résistance de démarrage. Le moteur est commandé au moyen des boutons *Marche* et *Arrêt*.

Le démarrage est effectué en fonction d'une temporisation indépendante (réalisée à l'aide de relais électromagnétiques de temps branchés par l'intermédiaire de la soupape *SS*).

La protection du moteur contre des courts-circuits est assurée par des relais à maximum *1RM*, *2RM*, *3RM* et contre des surcharges par le relais thermique *RTH* dont les éléments sensibles sont couplés aux transformateurs de courant *1TI*, *2TI*. Les circuits de commande sont alimentés par l'intermédiaire d'un disjoncteur automatique comportant une protection à maximum de courant.

La préparation des circuits au démarrage s'effectue en les mettant sous tension alternative par la fermeture de l'interrupteur *1P* et du disjoncteur. A l'enclenchement le relais *1RA* du circuit de commande est alimenté, ses contacts normalement ouverts se ferment et préparent l'alimentation des circuits du relais *2RA* et du contacteur *L*; le contact normalement fermé du relais *1RA* s'ouvre et rompt le circuit des bobines des contacteurs d'accélération *1CA*, *2CA*, *3CA*.

Si l'on appuie sur le bouton *Marche*, l'alimentation parvient, par l'intermédiaire du contact fermé du relais *1RA*, au contacteur *L* qui s'enclenche en mettant sous tension l'enroulement statorique

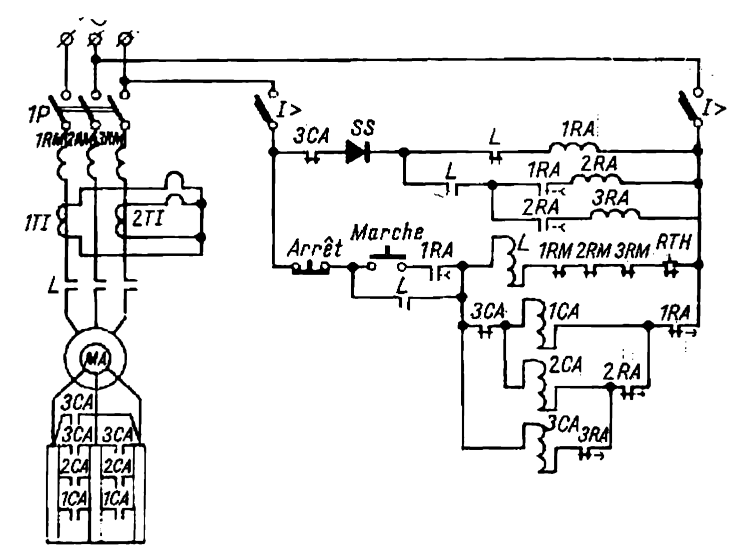


Fig. 9-8. Schéma de commande d'un moteur asynchrone à rotor bobiné en fonction du temps

du moteur *MA*. L'enroulement rotorique étant connecté par toutes les résistances de démarrage, le moteur est accéléré selon la première caractéristique rhéostatique. A l'enclenchement du contacteur *L* un de ses contacts auxiliaires à fermeture shunte le bouton *Marche* supprimant ainsi la nécessité de maintenir le bouton enfoncé, tandis qu'un autre contact à fermeture engendre une tension dans le circuit des bobines des relais d'accélération *2RA*, *3RA*. Le contact auxiliaire à ouverture du contacteur *L* coupera le circuit du relais *1RA* qui se déclenchera avec un décalage dans le temps retardant le déclenchement du relais *2RA* dont le contact à ouverture restera ouvert. Notons que le contact à ouverture du relais *1RA* demeure toujours ouvert; le retard écoulé, on voit le contact à fermeture du relais *1RA* s'ouvrir et son contact ouvàerture se fermer. Sous

l'effet de ces permutations le contacteur *1CA* du circuit de commande fonctionne et élimine les résistances du premier temps de démarrage : le moteur passe de la première caractéristique rhéostatique à la deuxième en accélérant jusqu'à une vitesse supérieure. En

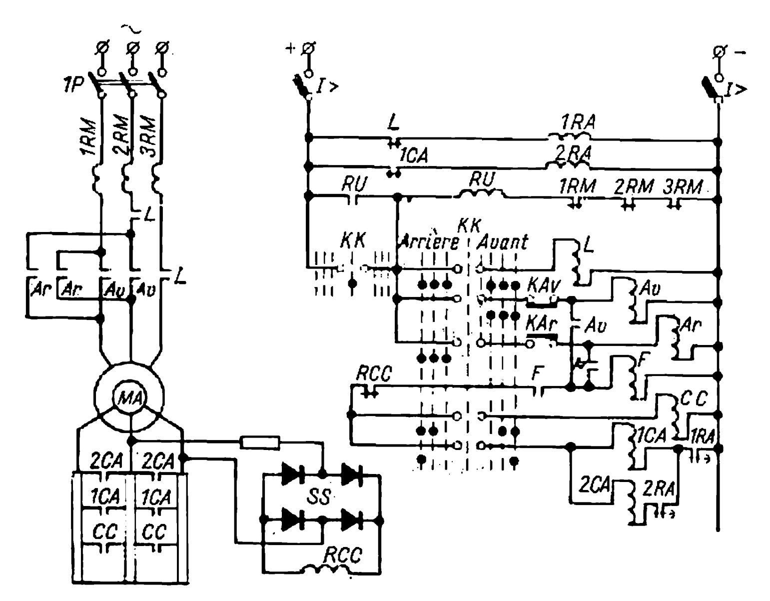


Fig. 9-9. Schéma de commande d'un moteur asynchrone réversible en fonction du temps à circuits de contrôle alimentés par courant continu

outre, le relais temporisé *2RA* se déclenche et son contact à ouverture se ferme avec un retard déterminé sur le circuit d'alimentation du contacteur *2CA*, ce qui élimine les résistances du deuxième temps de démarrage, et engendre le passage du moteur à la troisième caractéristique rhéostatique. Enfin, après déclenchement temporisé du contact à fermeture du relais *2RA*, le relais *3RA* est déconnecté avec un retard aligné (au temps d'accélération du moteur sur la dernière caractéristique rhéostatique), son contact *3RA* se ferme en enclenchant le contacteur *3CA*. L'enroulement rotorique du moteur est alors court-circuité et le moteur est mis en vitesse suivant sa caractéristique naturelle. C'est ainsi que s'achève le démarrage échelonné du moteur asynchrone, contrôlé par les relais électromagnétiques temporisés *1RA*, *2RA*, *3RA*.

Pour arrêter le moteur, on appuie sur le bouton *Arrêt*. Le schéma étudié peut être utilisé pour l'entraînement des appareils ne nécessitant pas d'inversion du sens de rotation et dont la durée de freinage après coupure du moteur est un facteur à négliger.

Au cas où le sens de rotation du moteur asynchrone à bagues doit être inversé et le freinage énergiquement assisté, on peut faire appel au montage de branchement donné sur la fig. 9-9.

Le démarrage du moteur dans les deux sens s'effectue en fonction du temps. Lors de l'inversion du sens de rotation le freinage à contre-courant est obtenu en fonction de la f.é.m.

La préparation au démarrage du moteur consiste à mettre le circuit de force sous la tension alternative en fermant l'interrupteur *1P* et les circuits de commande sous tension continue au moyen du disjoncteur automatique. Le combinateur de commande *KK* se trouvant dans la position initiale (neutre), l'alimentation du relais de tension *RU* et des relais d'accélération *1RA*, *2RA* reste assurée tandis que les circuits des contacteurs d'accélération *1CA*, *2CA* sont déconnectés.

Pour la mise en marche du moteur dans un sens, il faut amener la manette du combinateur à sa position limite dans le sens exigé, vers l'*Avant* par exemple. On enclenche alors les contacteurs *L*, *Av*, *F* puisque le contact *KAv* de l'interrupteur fin de course asservi à la position de la manette du combinateur est fermé. Le contact *KAr* de l'interrupteur fin de course est alors ouvert.

Pour le moteur au repos, la tension appliquée au relais de contre-courant *RCC* est insuffisante à son enclenchement, son contact à ouverture est donc fermé et le contacteur *CC* s'enclenche. Le démarrage d'un moteur au repos ne s'effectue qu'avec des échelons (deux) de résistances de démarrage connectés au rotor, le palier des résistances de contre-courant étant court-circuité. Le moteur est mis en vitesse selon la caractéristique rhéostatique assignée par la résistance de démarrage totale durant le temps déterminé par la temporisation du relais *1RA* déconnecté par le contact à ouverture du contacteur *L* au moment de mise du stator sous tension. Avec la fermeture du contact du relais *1RA* s'enclenche le contacteur *1CA* qui court-circuite le premier échelon de résistances de démarrage, puis, avec un retard imposé, le contacteur *2CA* entre en action et le moteur est amené sur sa caractéristique naturelle.

L'inversion de rotation du moteur est obtenue en déplaçant la manette du combinateur de commande de la position *Avant* à la position *Arrière*. Pendant que le combinateur repasse toutes les positions intermédiaires entre la position *Avant* et la position neutre, le système de commande revient à son état initial. La mise du combinateur dans la position *Arrière* s'accompagne de la connexion (au moyen du contact *KAr* préalablement fermé) du contacteur *Ar* qui intervertit des connexions de phases du stator. Le moteur est mis au régime de contre-courant car son rotor continue de tourner par inertie dans le même sens.

Après connexion des contacteurs *Ar* et *F*, le contacteur *CC* n'entre pas en action, la tension aux bagues au début du freinage étant

suffisamment grande, le relais *RCC* est mis en œuvre et ses contacts s'ouvrent. Le freinage s'effectue donc avec toutes les résistances de démarrage et de contre-courant intercalées dans le circuit rotorique.

Après transfert de la manette du combinateur dans la position *Arrière*, le relais *RCC* ne fermera son contact à ouverture, en permettant l'enclenchement des contacteurs de contre-courant, puis de

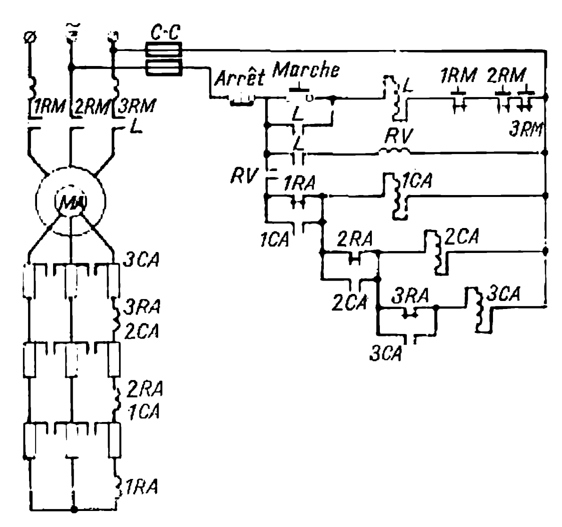


Fig. 9-10. Schéma de commande d'un moteur asynchrone à rotor bobiné en fonction du courant

ceux de l'accélération, que lorsque la tension appliquée aux bornes du rotor tombera jusqu'à sa valeur de début du démarrage ; ceci n'a lieu qu'à une vitesse du moteur voisine de zéro. Puis à tour de rôle entrent en fonctionnement les appareils de commande dans l'ordre exposé plus haut.

Le présent schéma prévoit une protection maximale du moteur (relais *1RM* à *3RM*) de même qu'une protection contre des chutes de tension trop fortes (relais *RU*). Les circuits de commande sont protégés par un disjoncteur automatique à protection maximale incorporée.

Le schéma de commande d'un moteur asynchrone à bagues en fonction du courant est indiqué sur la fig. 9-10. La tension est appliquée au stator du moteur par les contacts principaux du contacteur *L*.

Dans le circuit rotorique du moteur sont insérées les résistances de démarrage qui sont shuntées lors du démarrage par les contacteurs d'accélération correspondants. De plus, dans le circuit rotorique sont branchées les bobines des relais de courant d'accélération.

Le réglage des relais d'accélération *1RA*, *2RA* et *3RA* doit être fait de façon que les courants pour lesquels les relais correspondants s'ouvrent satisfassent à l'inégalité suivante:

$$I_{1RA} > I_{2RA} > I_{3RA}.$$

Lorsqu'on fait démarrer un moteur en appuyant sur le bouton *Marche*, le contacteur *L* qui verrouille le bouton de démarrage et fournit l'alimentation au stator du moteur est fermé. Par le contact de verrouillage *L* est alimenté le relais *RV* dont le contact se ferme et connecte le circuit des bobines des contacteurs d'accélération. Mais les contacteurs d'accélération ne sont pas enclenchés car le contact à ouverture *1RA* reste ouvert tant que le courant de démarrage dans le circuit rotorique ne diminue pas jusqu'à une valeur correspondant à la consigne du relais *1RA*. Lorsque le contact *1RA* se ferme le contacteur d'accélération *1CA* fonctionne et shunte par ses contacts de puissance le premier échelon de la résistance du circuit rotorique. Les relais d'accélération *2RA* et *3RA* fonctionneront de façon analogue avec des consignes de courant plus petites, et les contacteurs d'accélération *2CA* et *3CA* qui mettent hors circuit le deuxième et le troisième échelon de la résistance dans le circuit rotorique seront enclenchés et ensuite le moteur fonctionnera à pleine vitesse suivant sa caractéristique naturelle.

Dans le schéma de commande on a prévu le shuntage des contacts à ouverture des relais d'accélération par les contacts auxiliaires de *1CA*, *2CA* et *3CA*, ce qui est provoqué par la vibration éventuelle des] contacts des relais d'accélération lorsque les intensités des courants dans les bobines des relais sont proches des intensités de consigne.

Le relais de verrouillage *RV* crée le retard nécessaire pour que le courant dans le circuit rotorique atteigne lors du démarrage une valeur pour laquelle les relais d'accélération *1RA*, *2RA*, *3RA* ouvriraient leurs contacts à ouverture.

9-3. Commande des moteurs synchrones

Les moteurs synchrones sont largement utilisés dans l'industrie pour l'entraînement des machines fonctionnant à vitesse constante. Parmi les machines entraînées par des moteurs synchrones il faut noter les pompes, les compresseurs, les soufflantes, les génératrices des groupes convertisseurs de laminoirs, etc.

La large utilisation de ces moteurs s'explique par leur capacité de surcharge élevée, la moindre influence des fluctuations de la tension du réseau sur la valeur du couple maximal ainsi que par la possibilité de les utiliser pour l'amélioration du facteur de puissance des usines. Les moteurs synchrones destinés aux machines indiquées sont fabriqués pour une haute tension à puissance depuis

100 kW, ce qui fait que le problème de leur démarrage devient important. Dans les puissants réseaux électriques modernes les moteurs synchrones sont souvent mis directement sous la pleine tension du réseau. Dans ce cas le système de commande est simplifié et la fiabilité de fonctionnement du moteur augmente.

Le schéma de démarrage direct d'un moteur synchrone à excitatrice branchée sur le rotor est très simple et trouve des applications

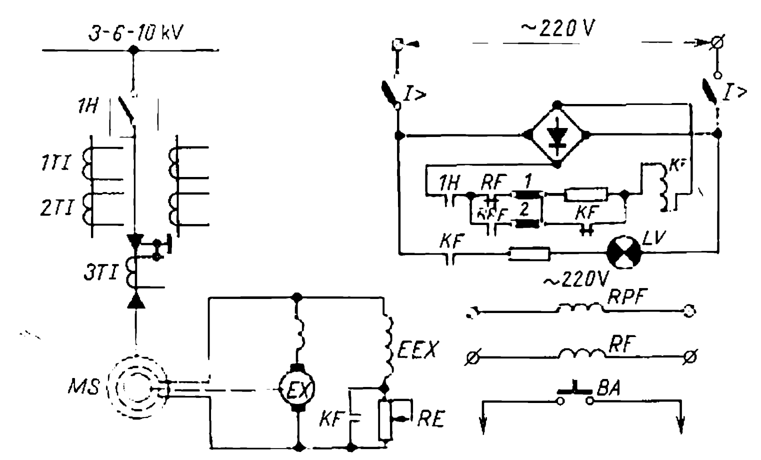


Fig. 9-11. Schéma de principe du lancement d'un moteur synchrone à excitatrice branchée directement sur le rotor

dans le cas de moteurs de puissance relativement faible. En outre, la mise en marche directe d'un moteur synchrone est possible au cas où l'appel du courant après connexion au réseau n'y entraîne pas de chutes de tension inadmissibles.

La fig. 9-11 donne le schéma de lancement direct d'un moteur synchrone à haute tension avec excitatrice branchée directement sur le rotor et montée sur le même arbre. Pour plus de clarté la partie de force du schéma est figurée en trait unique.

Le démarrage du moteur synchrone est effectué à l'aide d'une impulsion commandant un interrupteur dans l'huile *1H* qui connecte le stator du moteur au réseau (le mode de branchement des bobines de l'interrupteur à l'huile n'est pas donné sur la fig. 9-11).

Si la tension du réseau est proche de la valeur nominale, l'entraînement du moteur jusqu'à une vitesse voisine du synchronisme développe aux bornes de l'excitatrice *EX* une tension suffisante pour que le courant circulant dans le bobinage inducteur du moteur synchrone *MS* puisse garantir son accrochage.

Le schéma de commande prévoit un régime en surexcitation destiné à parer aux chutes de tension éventuelles dans le réseau

d'alimentation à haute tension allant de 15 à 20 % de la valeur nominale. Ce forçage de l'excitation peut être réalisé par deux procédés différents : a) au moyen d'un relais de tension *RF* branché sur l'enroulement secondaire du transformateur de tension et introduit dans le circuit de commande du moteur synchrone (forçage individuel) et b) à l'aide d'un relais intermédiaire *RPF* accroché sur des barres de distribution du dispositif de surexcitation (forçage collectif).

Dans le premier cas, le relais *RF* au moyen de ses contacts à ouverture (si la tension du réseau est tombée au-dessous du niveau admis) enclenche le contacteur *KF* qui élimine par ses contacts la résistance du régulateur d'excitation *RE* assurant ainsi la surexcitation du moteur synchrone *MS*.

Cette solution présente l'inconvénient de provoquer des forçages faux par coupure des circuits reliés au transformateur de tension connecté au poste de distribution par le disjoncteur automatique.

Le système est beaucoup plus fiable lorsque le contacteur *KF* est fermé au moyen du contact à fermeture du relais *RPF*. Celui-ci est enclenché à la mise sous tension des barres de distribution de surexcitation lorsque la tension du réseau d'alimentation baisse de 15 à 20 %. Dans ce montage, grâce au branchement direct du relais sur les bornes du secondaire du transformateur de tension, le risque de surexcitation à faux est supprimé. Habituellement on dispose sur le poste de commande de deux relais à la fois qui permettent un choix rationnel, en fonction des conditions de travail, de l'un ou de l'autre mode de branchement sur *RF* ou *RPF* au moyen de barrettes de connexion *1* ou *2* indiquées sur la fig. 9-11 en traits gras.

En cas d'urgence l'arrêt du moteur synchrone est effectué en appuyant sur le bouton *BA* inséré dans le circuit de la bobine à ouverture de l'interrupteur dans l'huile *1H* ou en déclenchant les relais de protection correspondants dont les contacts sont connectés aux enroulements secondaires des transformateurs de courant (*1TI* à *3TI*). Les enroulements des transformateurs de courant *1TI*, *2TI* sont connectés aux relais de coupure de courant, aux relais de protection contre des surcharges et aux appareils de mesure. Le relais de protection contre le contact à la terre est connecté au secondaire du transformateur *3TI* (les circuits de protection ne sont pas figurés sur le schéma).

Pour favoriser la mise en synchronisme on recourt aux schémas permettant d'injecter le courant continu dans l'enroulement d'excitation du moteur lorsqu'il atteint une vitesse voisine du synchronisme. On peut réaliser, par exemple, l'injection du courant continu dans l'enroulement rotorique d'après le schéma de la fig. 9-12. La tension est appliquée à l'enroulement à l'aide du contacteur *K* par l'intermédiaire des bagues du moteur. Lorsque le courant continu est débranché, l'enroulement rotorique se ferme sur une résistance de décharge à l'aide du contact à ouverture du même contacteur *K*.

Le principal élément du schéma est formé par le relais *RP* avec une douille en cuivre et dont la bobine est connectée par un redresseur à la résistance de décharge et se trouve sous tension durant le démarrage du moteur synchrone. Avec de grandes fréquences du courant passant par la résistance de décharge le flux dans le noyau du relais est maintenu à peu près constant grâce à l'action de la douille. Avec la diminution du glissement le flux commence à diminuer

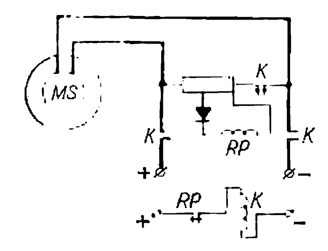


Fig. 9-12. Schéma de principe de l'injection du courant continu dans l'enroulement d'excitation d'un moteur synchrone

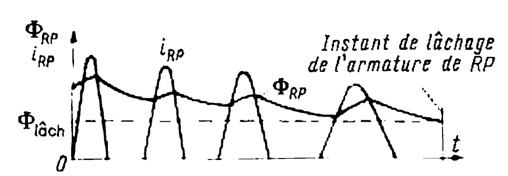


Fig. 9-13. Courbes de courant et de flux du relais *RP* (voir le schéma de la fig. 9-12)

et les intervalles entre les alternances du courant commencent à augmenter, ce qui provoque le relâchement de l'armature du relais pour un glissement $g \approx 0{,}05$.

Le principe de fonctionnement est expliqué sur la fig. 9-13. On y voit la courbe de courant i_{RP} dans la bobine du relais et celle du flux Φ_{RP} ainsi que l'instant où le relais lâche l'armature en envoyant par le contact à ouverture l'alimentation à la bobine du contacteur *K* après quoi l'enroulement du rotor reçoit du courant continu.

Cependant cet ancien mode de branchement du courant continu n'est pas suffisamment perfectionné car il n'assure pas une synchronisation nette, l'écart entre divers instants de la mise en action du relais *RP* étant élevé. C'est pourquoi des systèmes modernes prévoient le contrôle d'injection du courant continu en fonction du courant de démarrage du stator du moteur.

La fig. 9-14 donne le schéma de lancement direct d'un moteur synchrone à haute tension. Au moment initial de son couplage sur le réseau (démarrage asynchrone) le circuit statorique est traversé par un courant plusieurs fois supérieur au courant nominal, ce qui enclenche le relais d'intensité *RPI* branché sur le transformateur d'intensité. Le contact de ce relais enclenche le relais temporisé *1RT* qui sans décalage connecte le relais temporisé *2RT*. Dans le circuit de la bobine de fermeture *KB-F* du contacteur *KB*, le contact *1RT* s'ouvre et le contact *2RT* se ferme, préparant ainsi le circuit de fermeture du contacteur *KB* (par sa bobine de fermeture

KB-F). Avec la mise en vitesse du moteur le courant statorique diminue en baissant énormément au voisinage de la vitesse de sub-synchronisme (de 0,95 à 0,98). Le contact à fermeture du relais *RPI* ouvre alors le circuit d'alimentation du relais *1RT*. Celui-ci ferme son contact inséré dans le circuit de la bobine *KB-F* avec un décalage de l'ordre de 0,9 s. Le contacteur *KB* s'enclenche (se verrouille) et le courant continu alimente l'enroulement inducteur du

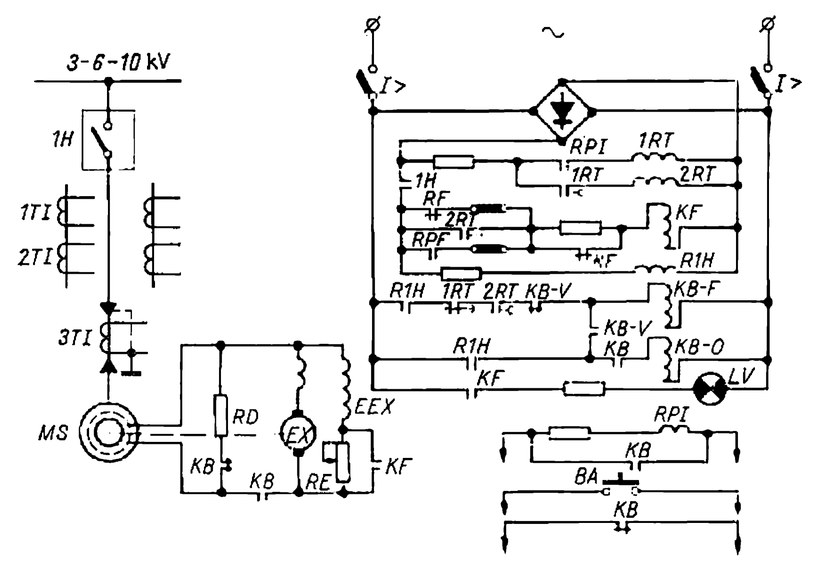


Fig. 9-14. Schéma de principe du lancement direct d'un moteur synchrone à haute tension

moteur synchrone qui s'accroche. Avec enclenchement de *KB* le circuit de la résistance de décharge *RD* s'ouvre.

Après débranchement du relais *1RT*, à l'expiration de 4 secondes s'ouvre le contact du relais *2RT* qui supprime le signal de branchement de la bobine *KB-F*. Mais les contacts du contacteur *KB* restent fermés grâce au verrouillage mécanique.

Pour faciliter l'accrochage du moteur *MS* au cas où la tension du réseau se trouve au-dessous du niveau normal, le circuit de commande est doté d'un dispositif d'excitation dont le fonctionnement a été décrit plus haut. L'arrêt du *MS* s'effectue à distance en ouvrant l'interrupteur *1H*. Le relais *R1H* cesse alors d'être alimenté et son contact met la bobine d'ouverture *KB-O* du contacteur *KB* sous tension; le circuit d'excitation du moteur synchrone est coupé et l'enroulement inducteur branché sur la résistance de décharge *RD*.

L'arrêt du moteur en cas d'urgence s'opère de façon identique au schéma de la fig. 9-11.

Pour limiter le courant de démarrage la mise sous tension a lieu par l'intermédiaire d'une bobine de réactance (fig. 9-15) ou d'un autotransformateur (fig. 9-16).

Dans le schéma de la fig. 9-15 la bobine de réactance est utilisée pour limiter les appels de courant du réseau d'alimentation et la diminution correspondante de la chute de tension. Lors du démarrage on ferme d'abord l'interrupteur *1* et ensuite avec un certain retard l'interrupteur *2* qui shunte le réacteur.

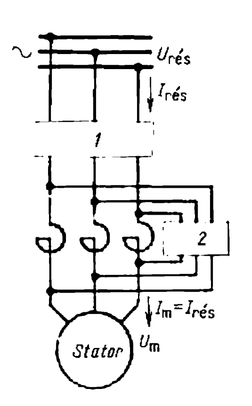


Fig. 9-15. Schéma de principe de la mise sous tension d'un moteur synchrone par l'intermédiaire d'une bobine de réactance

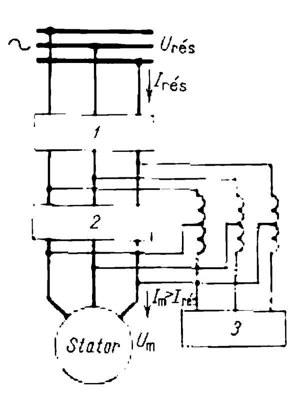


Fig. 9-16. Schéma de principe de la mise sous tension d'un moteur synchrone par l'intermédiaire d'un autotransformateur

Dans le schéma de la fig. 9-16 la limitation des appels de courant et de la chute de tension dans le réseau est assurée à l'aide d'un autotransformateur qui permet de réduire la tension appliquée au moteur lors du démarrage. D'abord pour le démarrage on ferme les interrupteurs *3* et *1* et ensuite, avec un certain retard, on ouvre l'interrupteur *3* et on ferme l'interrupteur *2*. Le prix d'un autotransformateur et les dépenses pour son exploitation sont plus grands qu'avec l'utilisation d'une bobine de réactance ; de plus, dans ce schéma sont montés trois interrupteurs au lieu de deux. Mais le montage utilisant un autotransformateur présente un avantage sur le schéma à bobine de réactance : c'est la possibilité de limiter davantage les appels de courant du réseau lors du démarrage. Lorsqu'il faut choisir entre tel ou tel schéma de démarrage il faut adopter la valeur de l'appel de courant admissible. Dans un schéma avec une bobine de réactance le courant dans le réseau $I_{rés}$ sera de la même valeur que dans le circuit statorique du moteur : $I_m = I_{rés}$. Avec un autotransforma-

teur la valeur du courant du moteur est inversement proportionnelle au rapport des tensions

$$\frac{I_{\text{rés}}}{I_{\text{m}}} = \frac{U_{\text{m}}}{U_{\text{rés}}}.$$

Par conséquent, la valeur du courant dans le réseau sera inférieure à celle du courant du moteur.

Si l'on adopte que l'appel de courant admissible dans le réseau $I_{\text{rés}}$ est égal au courant du moteur, dans le cas de démarrage à l'aide d'une bobine de réactance la tension appliquée au moteur doit être réduite beaucoup plus que lors du démarrage à l'aide d'un autotransformateur.

Pour cette raison le couple moteur lors du démarrage à l'aide d'une bobine de réactance diminue proportionnellement au carré de la baisse du courant de démarrage pris au réseau et en cas d'utilisation d'un autotransformateur la diminution du couple a lieu proportionnellement à la baisse du courant de démarrage.

On distingue le démarrage *facile* et le démarrage *pénible* d'un moteur synchrone. Le démarrage facile du moteur est possible avec des mécanismes à faible couple résistant ou pour le démarrage à vide. Il est plus favorable du point de vue des appels de courant lors de la mise en synchronisme. On est obligé d'utiliser le schéma de démarrage *pénible* lorsqu'un couple d'accrochage considérable d'un moteur synchrone est exigé.

Le schéma de commande pour un démarrage par autotransformateur d'un moteur synchrone à haute tension est donné sur la fig. 9-17. La partie de force du schéma est figurée pour plus de clarté par un trait unique.

Le schéma prévoit aussi bien le démarrage facile que le démarrage pénible en fonction du rapport du couple moteur au couple de charge à l'accrochage.

Dans le premier cas l'excitation du moteur est effectuée avant la mise du stator sous pleine tension du réseau, ce qui affaiblit les appels de courant à l'accrochage ; dans le second cas l'excitation est réalisée après la mise du stator sous pleine tension du réseau.

Examinons le fonctionnement du schéma dans le second cas (démarrage pénible). La mise du contacteur de commande *KC* sur *Marche* ferme le circuit de la bobine *3EF* et par la suite de l'interrupteur dans l'huile *3H*, ce qui prépare le raccordement des sorties de l'autotransformateur *AT* au point commun. Les contacts à fermeture de l'interrupteur *3H* une fois branchés mettent sous tension la bobine *2EF* et préparent la fermeture du circuit de la bobine d'ouverture *3EO* de l'interrupteur dans l'huile *3H*.

Après toutes ces permutations l'interrupteur dans l'huile *2H* se ferme et met le stator du moteur synchrone sous une faible tension ; le moteur commence à prendre de la vitesse. Comme dans le schéma

3-6-10 kV
2H 1H
1TI 3TI
2TI 4TI
AT
3H
5TI
7TI
6TI
MS
8TI
9TI
RD
KB
KB TI
RCI
RID
EX
KF
RE
EE
a

~220 V
I> I>
RCU
Vers EMD
RPI 1RT
1RT 2RT
1H R1H
2H R2H
R1H 3RT
R2H KB
RID RPD
RPD 4RT
RF
3RT KF
RPI
R1H 2RT KB-V KB-F
R2H R1H KB-V KB KB-O
KF
LV
RCU LS
KB RCI 3RT
4RT RC
b

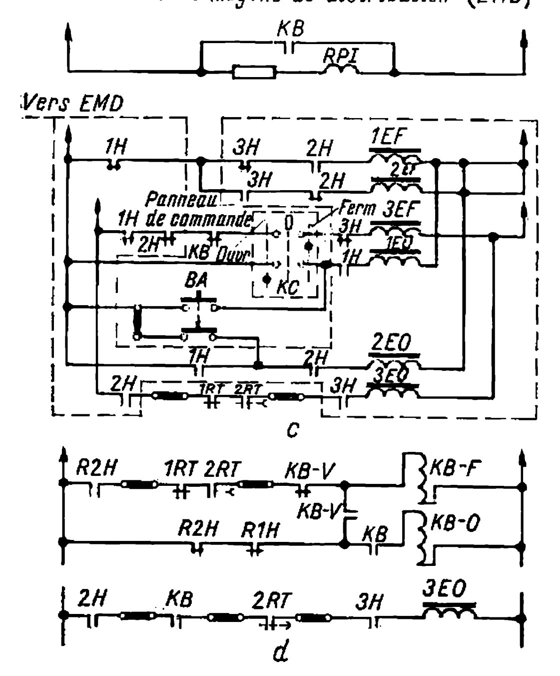


Fig. 9-17. Schéma de principe du lancement d'un moteur synchrone à haute tension à l'aide d'un autotransformateur :

a — montage de force ; *b* — schéma de contrôle de la mise en marche d'excitation après application de pleine tension au stator ; *c* — schéma d'alimentation des bobines d'interrupteurs dans l'huile dans les circuits d'excitation après application de pleine tension au stator ; *d* — section de circuits d'excitation avant application de pleine tension au stator

précédent, au décollage c'est le relais d'intensité *RPI* qui entre en action et par ses contacts à fermeture alimente le relais *1RT* qui, à son tour, fait fonctionner le relais *2RT*, ouvrant ainsi le circuit de la bobine d'ouverture *3EO*.

A mesure que la vitesse monte le courant statorique du moteur baisse; à l'approche de la vitesse du synchronisme le contact à fermeture du relais *RPI* s'ouvre en déclenchant le relais *1RT* dont le contact temporisé arrête l'alimentation du circuit du relais *2RT*. Simultanément, le contact à ouverture de *1RT* ferme le circuit d'alimentation de la bobine d'ouverture *3EO* qui ouvre l'interrupteur *3H*. L'enroulement statorique du moteur se trouve alors branché sur le réseau par l'intermédiaire de la réactance d'une partie de l'enroulement de l'autotransformateur *AT*.

Après débranchement de l'interrupteur *3H* son contact à ouverture fait débiter du courant à la bobine *1EF* qui ferme l'interrupteur dans l'huile *1H* et l'enroulement statorique est ainsi mis sous pleine tension du réseau. Dans ce cas le contact à fermeture de l'interrupteur *1H* se ferme sur le circuit de la bobine d'ouverture *2EO* et provoque l'ouverture de l'interrupteur *2H*.

L'enroulement d'excitation est mis sous tension après un décalage de temps réglé par le relais *2RT* dans le cas de la fermeture préalable de l'interrupteur dans l'huile *1H* et l'alimentation en courant du relais intermédiaire *1RT*.

Pour faciliter l'accrochage du moteur indépendamment des baisses de tension éventuelles dans le réseau, une surexcitation est prévue au moyen du contacteur *KF* par l'office du contact du relais temporisé *3RT*. La temporisation du relais *3RT* est choisie de façon que l'accrochage du moteur ait lieu une fois le contact du relais ouvert et le contacteur *KF* débranché. Dans le cas de démarrage en excitation jusqu'à la mise du stator sous pleine tension du réseau (démarrage facile), le schéma de contrôle fonctionne comme dans le cas du démarrage direct. La fermeture du contacteur *KB* s'opère par les contacts des relais temporisés *1RT*, *2RT*, l'interrupteur dans l'huile *2H* étant branché.

En pratique, le passage du démarrage *pénible* au démarrage *facile* s'effectue à l'aide de barrettes mises aux places convenables sur les circuits de contrôle.

Le schéma prévoit une protection du moteur contre un fonctionnement asynchrone. Pour cela on insère dans le circuit d'excitation un transformateur de courant *TI* dont le secondaire est relié au relais *RID*. En régime normal, le courant dans le secondaire du transformateur ne passe pas. Si le moteur décroche, son bobinage statorique est traversé par un courant pulsatoire qui engendre dans le bobinage inducteur une composante alternative qui agit sur le relais *RID* dont les contacts enclenchent les relais *RPD* et *4RT*. Ainsi l'ordre est donné de débrancher le moteur synchrone.

Puisqu'en régime normal avec une charge dynamique discontinue n'entraînant pas le décrochage du moteur l'enroulement rotorique débite une composante alternative, la protection du moteur contre un fonctionnement asynchrone doit agir avec un décalage de temps dont la valeur est déterminée par la durée de la composante alternative du courant en régime normal. Ce décalage est réalisé par le relais temporisé *4RT*.

Le relais *RCU*, incorporé aux circuits de contrôle, est prévu pour déceler la présence de tension dans ces circuits : si la tension disparaît, une lampe s'allume et signale le phénomène. La présence du courant dans le circuit d'excitation est sous la surveillance du relais *RCI*. S'il cesse, un signal est envoyé au circuit d'avertissement ou au circuit de découplage du moteur. Pour éviter des faux signaux au démarrage du moteur, le circuit d'avertissement est coupé pour la durée du démarrage par le contact du relais *3RT*.

Actuellement des recherches sont menées pour remplacer la génératrice à courant continu servant à l'excitation du moteur synchrone par une excitatrice à thyristors permettant une excitation automatique efficace du moteur synchrone.

Dans ce paragraphe on a étudié les schémas types de commande de moteurs synchrones généralement employés dans l'industrie. Mais les particularités technologiques de divers mécanismes industriels peuvent imposer des modifications dans les schémas décrits.

9-4. Commande des moteurs dérivation

La fig. 9-18 donne le schéma de commande d'un moteur à excitation indépendante (en dérivation) qui prévoit le démarrage, le réglage de la vitesse et le freinage rhéostatique du moteur.

La commande est assurée à l'aide d'un combinateur auxiliaire *KK* ayant une position initiale (neutre) et trois positions de travail. L'accélération du moteur est assurée en fonction du temps, et le freinage, en fonction de la f.é.m.

Dans le circuit de puissance du moteur sont branchés les relais à maximum de courant *1RM* et *2RM*, des résistances de démarrage et de freinage, les contacts des contacteurs principaux *1L* et *2L* et ceux des contacteurs d'accélération *1CA*, *2CA*, *3CA* et de freinage *D*, ainsi que les bobines des relais de commande *2RA*, *3RA*, *RI* et *RD*.

L'enroulement d'excitation *Exc* du moteur est connecté au réseau par l'interrupteur *2P* qui en même temps sert d'interrupteur du circuit de commande.

Dans le circuit d'enroulement d'excitation est branché un rhéostat *RV* qui règle la vitesse du moteur. De plus, pour contrôler la présence d'un courant d'excitation dans ce circuit est incorporée la bobine du relais de baisse du champ *RBF*.

Dans le circuit de protection sont branchés le contact et la bobine du relais de tension *RU* et les contacts du relais à maximum de courant *1RM*, *2RM* et le relais d'affaiblissement du champ *RBF*.

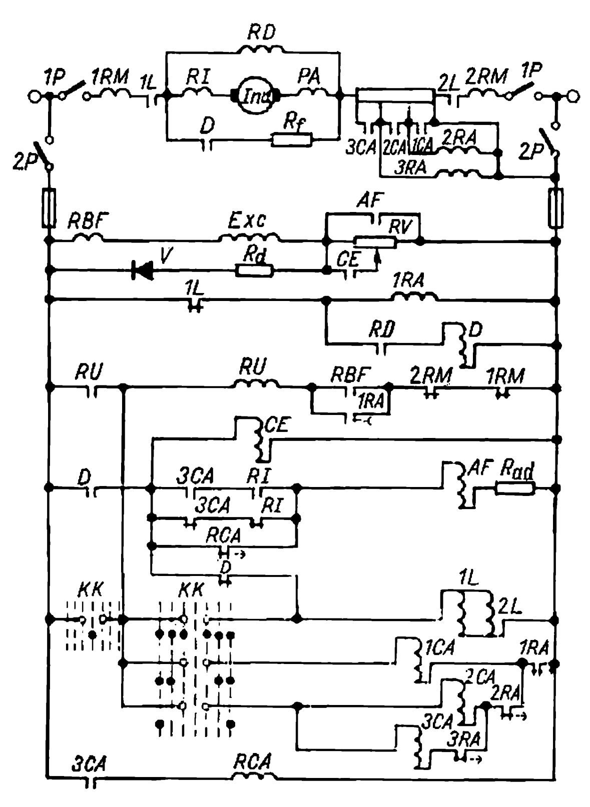


Fig. 9-18. Schéma de commande d'un moteur à excitation indépendante

Lorsque le combinateur auxiliaire se trouve dans la position neutre, le relais *RU* s'enclenche et ferme son contact. Lors de la mise du combinateur auxiliaire dans la position de travail, l'alimentation du circuit de commande est contrôlée par le contact de *RU*. Ce contact s'ouvre lorsque la tension baisse jusqu'à 0,8 U_n environ, lors d'une coupure dans le circuit de l'enroulement d'excitation ou lorsque le courant dans le circuit de puissance du moteur devient supérieur à 200 % du courant nominal.

Avant la mise en marche, on agit sur les *1P* et *2P*, l'enroulement d'excitation *Exc* du moteur est alors branché sur le réseau en série avec la résistance totale du régulateur de vitesse *RV*. Le courant d'excitation peut s'avérer insuffisant pour le relais d'affaiblissement

de champ *RBF*, c'est pourquoi son contact inséré au circuit de la bobine *RU* est shunté au moyen du contact à fermeture du relais *1RA* mis sous tension quand le combinateur auxiliaire *KK* est dans la position neutre. La manette du combinateur étant poussée à fond dans sa position de travail, les contacteurs *1L*, *2L* se ferment. En outre, par le contact à ouverture *D* le contacteur « économique » *CE* et le contacteur d'augmentation de flux magnétique *AF* sont reliés au réseau. L'enroulement d'excitation *Exc* sera mis sous pleine tension tandis que toutes les résistances de démarrage seront insérées dans le circuit d'induit; le moteur décolle à plein flux. Après l'écoulement d'un certain temps le contact à ouverture du relais *1RA* se ferme en déclenchant le contacteur *1CA* qui court-circuite le premier échelon de résistance et la bobine du relais *2RA*. Celui-ci avec un décalage de temps ferme son contact et enclenche ainsi le contacteur *2CA* qui supprime le deuxième échelon de résistance.

De la même façon s'opère l'élimination du troisième échelon du rhéostat de démarrage par le contacteur *3CA*. Au cours d'accélération jusqu'à la vitesse nominale, le contacteur *3CA* restant ouvert, le contact à ouverture du relais *RCA* est fermé et le contacteur *AF* est en régime de service. Le dernier échelon du rhéostat de démarrage est supprimé à la fermeture du contacteur *3CA* entraînant l'ouverture du contact du relais *RCA*. Si le courant de démarrage est toujours grand, le contacteur *AF* reste fermé par les contacts *3CA* et *RI*. A mesure de la mise en vitesse, le courant de l'induit du moteur diminue et le relais *RI* relâche ses contacts à fermeture, le contacteur *AF* n'est plus alimenté et le régulateur de vitesse *RV* s'insère au circuit de l'enroulement d'excitation. L'ordre à l'affaiblissement du champ est donné et le moteur est accéléré au-dessus de la vitesse nominale.

L'inductance de l'enroulement d'excitation ralentit l'affaiblissement du flux et de cette façon réduit les appels de courant d'induit, mais elle ne les élimine pas complètement. La limitation des appels de courant lors de l'affaiblissement du champ est réalisée à l'aide du relais de courant *RI* qui par son contact à fermeture enclenche ou déclenche le contacteur *AF* en réglant ainsi le processus d'affaiblissement du champ dans les limites prescrites des oscillations du courant d'induit du moteur.

Grâce au régime vibratoire de fonctionnement du relais *RI* et du contacteur *AF* le courant dans l'induit au cours du processus transitoire d'affaiblissement du champ ne dépasse pas les limites des valeurs admissibles.

Le freinage du moteur est réalisé automatiquement lorsqu'on met la manette du combinateur auxiliaire dans la position neutre. Dans ce cas les contacteurs *1L* et *2L* se déclenchent et l'induit est débranché du réseau. Le contacteur de freinage rhéostatique (dynamique) *D* s'enclenche par le contact du relais de freinage *RD*, ce qui fait que

l'induit du moteur se trouve branché sur la résistance de freinage et le moteur fonctionne en régime de freinage rhéostatique.

Il est à noter que le freinage rhéostatique (durant la fermeture du contacteur *D*) se fait à plein flux magnétique du moteur.

Le schéma de commande automatique d'un moteur non réversible d'après le système génératrice-moteur est indiqué sur la fig. 9-19. Un tel système peut être utilisé dans les installations de moyenne puissance (de 20 à 40 kW), par exemple, pour l'entraînement des machines-outils à rectifier.

D'abord on met en marche le moteur asynchrone *MA* (la commande du moteur n'est pas indiquée sur le schéma), ensuite en appuyant sur le bouton *Marche*, si le relais de baisse du champ *RBF* a fonctionné, on met en circuit [le relais intermédiaire *1RP* dont les contacts à fermeture se ferment. Le bouton *Marche* est alors shunté, la bobine de tension du relais de contrôle du champ *RCF* ainsi que le contacteur *2L* sont alors enclenchés.

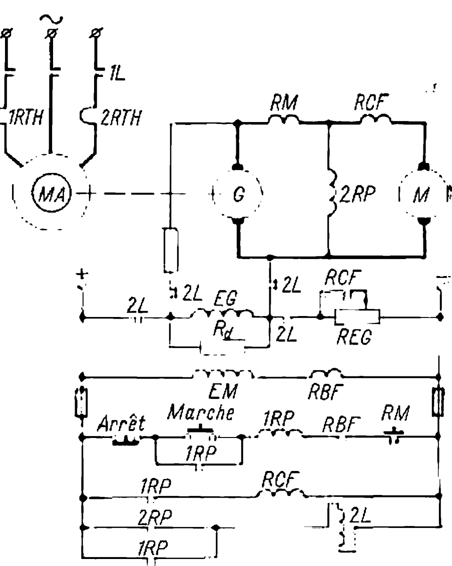


Fig. 9-19. Schéma de commande automatique d'un moteur non réversible d'après le système G-M

Le relais *RCF* présente cette particularité qu'il comporte deux bobines branchées en opposition dont l'une est connectée au réseau de puissance et l'autre (bobine de tension) au circuit de commande.

Les contacts à fermeture *2L* dans le circuit de l'enroulement d'excitation de la génératrice *EG* se ferment en connectant ce circuit à une source indépendante de courant continu. Le contact glissant du rhéostat *REG* dans le circuit d'excitation de la génératrice est réglé préalablement conformément à la vitesse requise du moteur.

Lors du démarrage le contact à fermeture du relais *RCF* étant fermé, le démarrage du moteur peut être forcé.

Dans le schéma examiné est réalisé le freinage par récupération. En effet, lorsqu'on appuie sur le bouton *Arrêt* le relais intermédiaire *1RP* est débranché et la bobine de tension du relais *RCF* n'est plus alimentée.

Puisque toute la résistance du rhéostat *REG* est insérée dans le circuit de l'enroulement d'excitation le flux de la génératrice dimi-

nue et sa f.é.m. devient inférieure à celle du moteur. La vitesse du moteur diminue fortement.

Si lors du freinage la valeur du courant dans le circuit d'induit est excessive, le contact du relais *RCF* sera de nouveau fermé grâce à l'action de la bobine de courant, ce qui provoquera une diminution du courant dans le circuit d'induit.

En même temps la tension aux bornes du relais *2RP* diminue. Lorsque la tension diminue jusqu'à une certaine valeur, le contact à fermeture du relais *2RP* s'ouvre et le contacteur *2L* n'est plus alimenté. Ses contacts à fermeture en s'ouvrant débranchent l'enroulement d'excitation de la source indépendante du courant continu et les contacts à ouverture *2L* en se fermant connectent l'enroulement d'excitation aux bornes de l'induit de la génératrice. Dans ce cas la diminution du flux magnétique de la génératrice continue de façon intense et le moteur est freiné jusqu'à son arrêt complet. La résistance de décharge R_d protège l'enroulement d'excitation *EG* contre les surtensions à l'instant de commutation des contacts *2L*.

Le schéma prévoit la protection du moteur contre les courants excessifs dans le circuit d'induit réalisée par un relais *RM*. Le relais *RBF* débranche le système en cas de baisse excessive ou de disparition du courant dans l'enroulement d'excitation *EM* du moteur.

9-5. Commande des moteurs série

Le schéma de commande d'un moteur série (fig. 9-20) prévoit l'automatisation du démarrage et du changement du sens de rotation.

L'automatisation du démarrage est assurée à l'aide des relais électromagnétiques *1RA* et *2RA* à retard indépendant. Le processus de renversement du sens de marche est commandé par deux relais de branchement à contre-courant *RAV* et *RAR*, où la commande est basée sur le principe d'utilisation de la f.é.m. Pour lancer le moteur en avant ou en arrière ainsi que pour le changement de son sens de marche on utilise un combinateur auxiliaire prévu pour trois positions: *Avant*, *Neutre* et *Arrière*. Les circuits de puissance et les circuits de commande du moteur sont connectés sur le réseau à courant continu par les interrupteurs à couteaux *1P* et *2P*.

Le démarrage du moteur dans l'un ou dans l'autre sens se fait en faisant tourner la manette du combinateur. L'ordre de fonctionnement des appareils lors du démarrage du moteur dans l'un ou dans l'autre sens est le même; font exception les contacteurs *1Av*, *2Av* et le relais *RAV* qui fonctionnent lors du démarrage *Avant* et *1Ar*, *2Ar*, *RAR* qui fonctionnent lors du démarrage en sens inverse.

Dans la position neutre de la manette du combinateur son contact *KO* est fermé et l'enroulement du relais *RU* se trouve sous ten-

sion ; pour cette raison le contact *RU* shunte le contact *KO*. Ensuite, le contact *KO* s'ouvre mais la bobine du relais *RU* et tous les circuits de commande sont alimentés par le contact fermé *RU*. Lorsque la tension baisse ou la protection à maximum de courant fonctionne

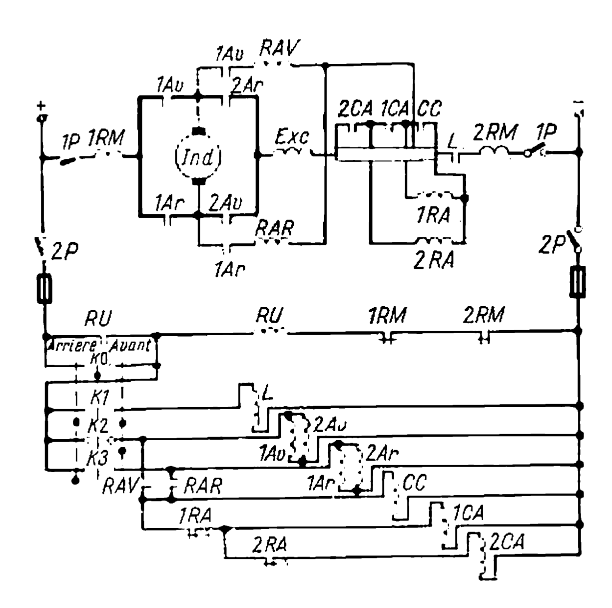


Fig. 9-20. Schéma de commande d'un moteur série réversible avec le freinage à contre-courant

le contact *RU* s'ouvre et la tension n'est plus appliquée au circuit de commande, ce qui provoque l'arrêt du moteur.

Dans la position *Avant* ou *Arrière* de la manette du combinateur les contacts *L* se ferment ainsi qu'une paire de contacts des contacteurs réversibles qui amènent la tension à l'induit et à l'enroulement d'excitation du moteur.

Au commencement du démarrage dans le circuit du moteur sont insérés les deux échelons de la résistance de démarrage et l'échelon de branchement à contre-courant. La bobine de l'un des relais *RAV* ou *RAR* selon le sens dans lequel se fait le démarrage est connectée par contacts auxiliaires correspondants *1Av* ou *1Ar* au réseau et ferme son contact dans le circuit de commande. Grâce au fonctionnement du relais *RAV* ou *RAR* le contacteur de branchement à contre-courant *CC* étant alimenté ferme instantanément son contact et shunte l'échelon de la résistance de branchement à contre-courant ainsi que la bobine du relais d'accélération *1RA* qui se trouvait

sous tension. Le relais *1RA* n'est plus alimenté et ferme avec un certain retard son contact à ouverture dans le circuit de la bobine *1CA*. Le contacteur d'accélération *1CA* étant alimenté ferme le contact à fermeture *1CA* dans le circuit de puissance et shunte le premier échelon de la résistance. En même temps est shunté le relais d'accélération *2RA* qui avec un certain retard fermera son contact *2RA* et enclenchera le contacteur *2CA*. Ce contacteur shuntera le deuxième échelon de la résistance et achèvera ainsi le démarrage du moteur.

On change le sens de rotation du moteur en faisant passer la manette du combinateur auxiliaire de la position *Avant* dans la position *Arrière* ou inversement selon la position occupée par le combinateur avant la commutation. On réalisera ainsi d'abord le freinage à contre-courant et ensuite le démarrage du moteur en sens inverse. Pour éviter lors du freinage du moteur des appels de courant excessifs il faut introduire dans le circuit du moteur une résistance complémentaire de freinage à contre-courant. Cela est réalisé à l'aide des relais *RAV* et *RAR* qui maintiennent leurs contacts ouverts dans le circuit de commande jusqu'à l'arrêt du moteur.

Pour que le relais de branchement à contre-courant au début du freinage ne fonctionne pas, la tension aux bornes de sa bobine doit être proche du zéro, ce qui est assuré par le choix convenable du point de connexion du relais de branchement à contre-courant. Lorsqu'on fait passer la manette du combinateur de la position *Avant* dans la position *Arrière* le contact *RAR* dans le circuit de commande ne se ferme pas tant que la tension aux bornes de la bobine du relais n'atteint pas une valeur suffisante, ce qui aura lieu lors de l'arrêt presque complet du moteur. Immédiatement après le freinage le moteur commence son démarrage en sens inverse qui a lieu de façon analogue à ce qui a été exposé plus haut.

9-6. Commande des systèmes d'entraînement avec amplificateurs rotatifs

Les amplificateurs rotatifs de différents types dont les principaux ont été examinés au chapitre VIII sont largement utilisés dans les systèmes de commande automatique de moteurs électriques. Le terme « amplificateur » utilisé pour ce genre de machines bien qu'il caractérise leur propriété principale qui consiste à amplifier la puissance amenée au circuit de commande ne reflète pas la diversité de fonctions que ces machines exécutent dans différentes installations.

Un amplificateur rotatif peut être utilisé comme génératrice principale et en même temps comme régulateur lorsqu'il s'agit d'alimenter un moteur de faible puissance utilisé, par exemple, dans

les machines-outils. Dans d'autres montages l'amplificateur est utilisé comme excitatrice et régulateur, par exemple, dans les systèmes d'entraînement des trains de laminoirs.

Le schéma de commande d'un moteur réversible à courant continu dans le système G-M avec amplificateur rotatif du champ transversal utilisé comme excitatrice est donné sur la fig. 9-21.

On voit d'après ce schéma que l'amplificateur rotatif comporte les enroulements d'excitation suivants: *EP*, enroulement pilote; *EU*, enroulement de tension; *EI*, enroulement de courant (de limitation de courant). De plus, dans la diagonale du pont équilibré est branché l'enroulement stabilisateur *ES* qui assure une contre-réaction souple destinée à amortir les oscillations qui prennent naissance dans le système de commande lors des phénomènes transitoires. L'enroulement d'excitation du générateur *EG* est alimenté par l'induit de l'amplificateur rotatif.

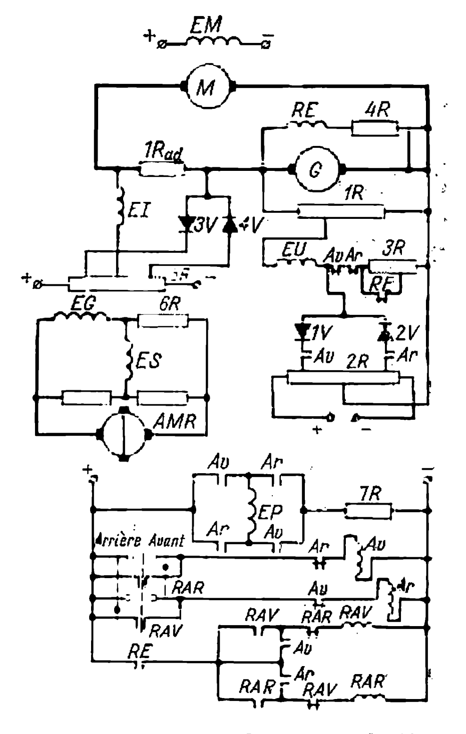


Fig. 9-21. Schéma de commande d'un moteur réversible selon le système G-M avec les coupures de courant séparées

Le démarrage du moteur est réalisé à l'aide d'un combinateur auxiliaire. Lorsqu'on met la manette dans la position *Avant* le contacteur *Av* s'enclenche et l'enroulement pilote est connecté à la source de courant continu. Durant le premier instant du démarrage agit seulement l'enroulement pilote qui assure une tension de l'amplificateur rotatif de plusieurs fois supérieure à la tension nominale, ce qui intensifie le processus d'excitation du générateur.

Lorsque le courant d'induit pendant le démarrage atteint sa valeur maximale admissible, l'ensemble de coupure du courant entre en jeu et l'enroulement *EI* est traversé par du courant. L'accroissement du courant dans le circuit d'induit cesse car la f.m.m. de l'enroulement *EI* a une action démagnétisante. Au cours de la mise en vitesse le courant dans le circuit d'induit est maintenu presque constant, ce qui assure une accélération constante et une durée minimale possible du démarrage.

Lorsque la tension du générateur est proche de la valeur fixée le courant dans le circuit d'induit descend jusqu'à une valeur inférieure à celle de consigne de la coupure et, par conséquent, l'ensemble de coupure du courant cesse de fonctionner. Mais vers ce moment la tension prélevée sur le potentiomètre *1R* est supérieure à la tension imposée (étalon) sur *2R* et l'enroulement *EU* est parcouru par du courant. Vu que l'enroulement *EU* produit un effet démagnétisant, à la fin de la mise en vitesse du moteur la f.m.m. résultante de l'amplificateur rotatif correspondra à la valeur permanente de la tension de l'amplificateur et, par conséquent, à la vitesse permanente et au courant du moteur. Il est à noter qu'en régime permanent la différence de potentiel à l'enroulement *ES* est nulle et cet enroulement n'est pas parcouru par un courant.

Pour freiner le moteur il faut faire passer la manette du combinateur de la position *Avant* dans la position neutre. La f.m.m. de l'enroulement *EU* a un signe négatif et pour cette raison la tension aux bornes de l'amplificateur rotatif change de signe; le courant d'excitation du générateur commence à diminuer car la f.é.m. du générateur devient inférieure à la f.é.m. du moteur; le courant de l'induit passera en sens inverse de celui pendant la mise en vitesse du moteur. Il augmente jusqu'à une valeur pour laquelle commence à fonctionner l'ensemble de coupure du courant, ce qui assure le maintien d'un courant presque invariable dans le circuit d'induit lors du freinage.

Le schéma montre qu'à l'instant de commutation du contacteur (depuis *Av* à *Ar*) l'alimentation de l'enroulement *EU* s'arrête jusqu'à la fin du processus de freinage. Lorsque la tension du générateur baisse jusqu'à 0,1 à 0,2 de la tension nominale, le relais *RE* libère ses contacts et le relais *RAV* (ou *RAR*) est débranché. Ainsi le contacteur *Ar* se déclenche. L'enroulement pilote n'est plus alimenté et l'enroulement *EU* est branché sur le potentiomètre *1R*. Un régime dit d'auto-extinction est formé, ce qui achève le phénomène de freinage électrique du moteur.

La caractéristique mécanique du moteur jusqu'à l'instant de coupure de courant se distingue par une rigidité accrue due à l'action de la contre-réaction en tension à l'aide de l'enroulement *EU*.

Le schéma examiné permet d'assurer un remplissage élevé de la courbe de courant lors du démarrage et du freinage du moteur, ce qui contribue à l'écoulement rapide des phénomènes transitoires.

9-7. Commande d'un moteur à courant continu par convertisseur à thyristors réversible

Pour contrôler un moteur à courant continu de moyenne et grande puissance, on utilise des convertisseurs à thyristors reliés en montage pont triphasé ou en montage triphasé avec neutre sorti.

Le montage pont triphasé a un rendement énergétique supérieur à celui du montage triphasé avec neutre sorti mais par contre exige un plus grand nombre de thyristors ; c'est la raison pour laquelle l'utilisation du premier n'est rationnelle que pour des moteurs de faible puissance (de 10 à 15 kW). Nous examinerons plus loin le schéma

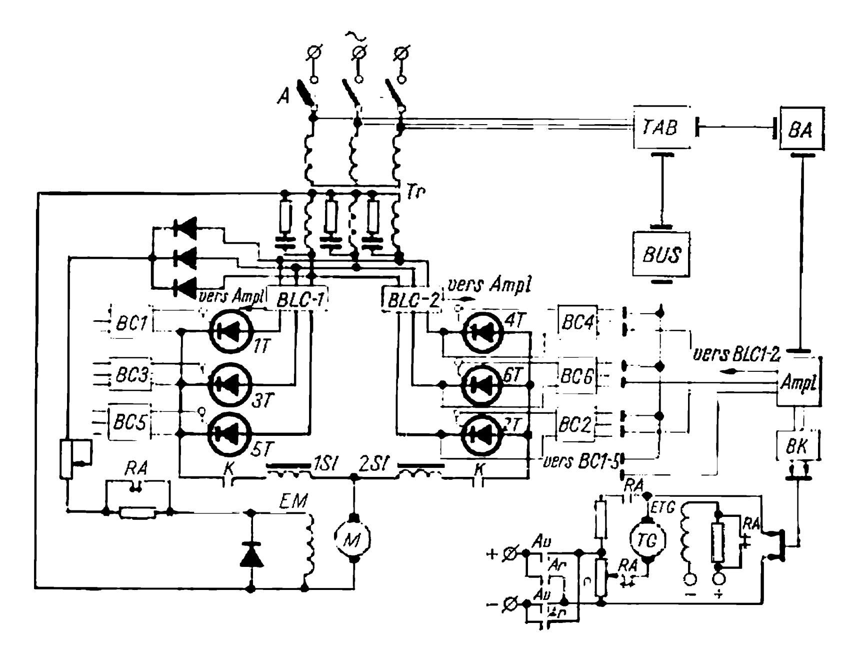


Fig. 9-22. Schéma de commande d'un moteur à excitation indépendante au moyen du convertisseur à thyristors réversible

de commande d'un moteur à courant continu muni d'un convertisseur réversible à thyristors avec neutre sorti (fig. 9-22).

Le réglage souple de la vitesse de rotation du moteur jusqu'à la vitesse nominale s'effectue en modifiant l'angle d'amorçage des thyristors *1T* à *6T*. Une vitesse supérieure à la vitesse nominale peut être obtenue par l'insertion d'une résistance dans le circuit de l'enroulement d'excitation *EM* en fermant le relais *RA* (le schéma de relais de commande est assez simple et n'est pas montré sur la fig. 9-22).

Le convertisseur à thyristors réversible en montage triphasé à neutre sorti est constitué de deux groupes de thyristors en opposition reliés en parallèle. L'induit du moteur est branché sur le point commun des selfs d'égalisation *1Sl*, *2Sl* et sur le neutre sorti du secondaire du transformateur de puissance *Tr*.

Les selfs *1Sl*, *2Sl* servent à limiter les courants égalisateurs traversant le circuit de puissance du convertisseur à thyristors.

L'alimentation des blocs de contrôle de thyristors *BC1* à *BC6* et de l'amplificateur *Ampl* s'effectue à partir du transformateur abaisseur *TAB* par l'intermédiaire du bloc d'alimentation *BA*. L'alimentation du potentiomètre pilote *P* est stabilisée (le stabilisateur de tension n'est pas figuré sur le schéma).

Pour protéger les thyristors et le moteur contre des surcharges, on prévoit sur chaque groupe un dispositif de limitation de courant (*BLC-1* et *BLC-2* respectivement) constitué de trois transformateurs d'intensité dont les primaires sont branchés en série sur le réseau de puissance. Les secondaires des transformateurs d'intensité débitent dans les résistances de charge. La tension recueillie sur ces résistances est proportionnelle au courant primaire; après redressement et lissage cette tension est appliquée à l'amplificateur *Ampl*. Si le courant de charge dépasse la valeur de consigne, l'amplificateur se bloque et la tension redressée alimentant l'induit du moteur baisse brusquement, le moteur s'arrête alors et le courant continue à passer jusqu'au déclenchement de la protection thermique incorporée au disjoncteur automatique *A*.

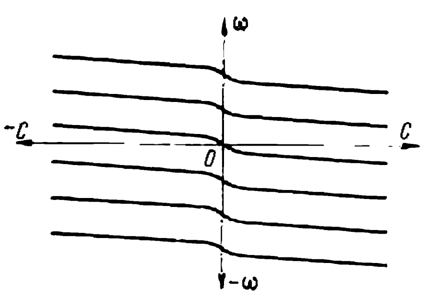


Fig. 9-23. Caractéristiques mécaniques d'un moteur conformes au schéma fig. 9-22

Outre les dispositifs mentionnés dans les circuits de contrôle des thyristors, on a également: le bloc de tension en dents de scie *BUS* destiné à produire les impulsions de commande de thyristors, le bloc de correction *BK* monté en série avec l'amplificateur *Ampl* et constitué d'un simple circuit d'intégration-différentiation à deux chaînes *RC* et d'un dispositif d'affichage de vitesse composé du potentiomètre *P* qui est raccordé alternativement à la source d'alimentation au moyen des contacts *Av* ou *Ar* suivant le sens de rotation du moteur. A des vitesses égales ou inférieures à la vitesse nominale, le relais *RA* étant déconnecté, la tension de consigne est appliquée en opposition à la tension débitée par le tachygénérateur *TG* (monté en bout d'arbre du moteur *M*) et leur différence est utilisée à l'alimentation du système de contrôle. Grâce à l'intervention de la contre-réaction en vitesse réalisée par le *TG* on arrive à obtenir, pour un gain élevé de l'amplificateur *Ampl*, des caractéristiques mécaniques relativement rigides (fig. 9-23). La gamme de réglage de vitesse réalisée par ce système peut atteindre jusqu'à 300: 1 avec de hautes performances dynamiques.

9-8. Schémas de commande électrique de certains mécanismes de production

Dans le présent paragraphe sont décrits plusieurs schémas de commande des mécanismes répandus dans lesquels sont utilisés les principes de commande exposés plus haut. Il arrive souvent que les particularités du processus technologique présentent des exigences complémentaires pour ce qui concerne les schémas de commande des moteurs électriques. Le volume limité de ce chapitre ne permet pas d'indiquer un grand nombre d'exemples de commande électrique des différents mécanismes de production. Pour cette raison nous indiquerons seulement le schéma de commande de trois cas différents.

a) Schéma de commande d'un ascenseur

La fig. 9-24 montre le schéma de commande d'un ascenseur d'un bâtiment à trois étages. Ce schéma peut être changé facilement pour être utilisé dans un bâtiment à nombre d'étages plus grand.

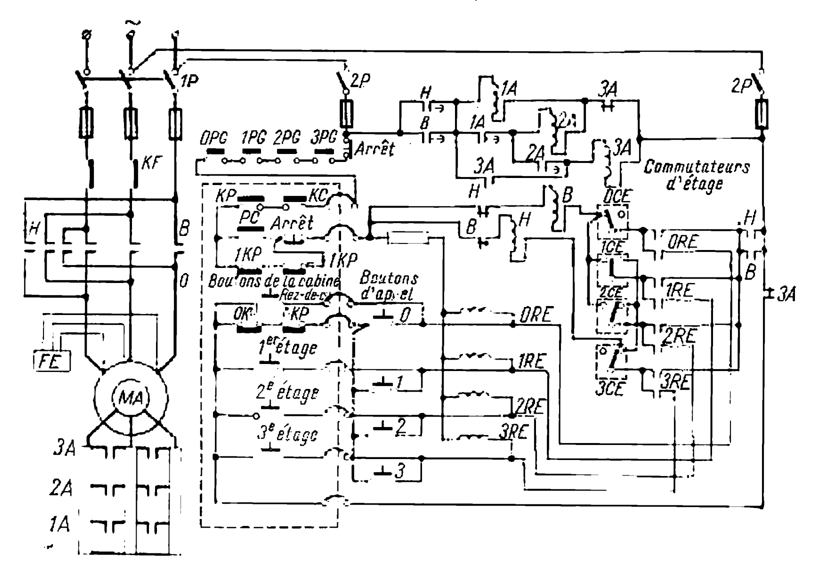


Fig. 9-24. Schéma de commande d'un ascenseur

On utilise un moteur asynchrone à bagues dont le démarrage est assuré en fonction du temps à l'aide des relais de temps mécaniques associés aux contacteurs.

La commande de l'ascenseur se fait soit à l'intérieur de la cabine en actionnant les boutons: rez-de-chaussée-troisième étage ou par les boutons d'appel *0-3* montés sur les paliers. Les appareils de

commande qui se trouvent dans la cabine sont connectés par un câble souple (partie gauche du schéma de commande).

Examinons le fonctionnement du montage en admettant, par exemple, que la cabine se trouve au premier étage et le commutateur d'étage *1CE* se trouve dans la position médiane. Admettons que l'usager soit entré dans la cabine et ait appuyé sur le bouton *3 ét.* Le courant d'une phase par le bouton *Arrêt*, les contacts de toutes les portes de la gaine de *0PG* à *3PG*, le câble souple, les contacts du parachute *KP*, les contacts *KC* de rupture des câbles d'acier, les contacts de porte de la cabine *PC*, le deuxième bouton *Arrêt* (dans la cabine), le câble souple, la bobine du relais d'étage *3RE*, le bouton *3 ét.* et le contact à ouverture *3A* passera à l'autre phase. Le relais *3RE* sera enclenché et ses contacts se fermeront (ces relais ont un contact double). Il en résultera que la tension sera appliquée à la bobine du contacteur *H*. Le contacteur *H*, une fois enclenché, connectera le stator du moteur sur le réseau et en même temps les bobines du frein électromagnétique *FE*. Ce dernier relâchera les patins de freinage et le moteur démarrera facilement, toute la résistance rotorique étant en circuit.

Avec le temps fonctionnent le premier, le deuxième et le troisième échelon d'accélération (contacteurs *1A*, *2A* et *3A*) et le moteur commence à tourner à sa pleine vitesse.

Lorsque le contacteur *3A* shunte le dernier échelon de la résistance, le contact à ouverture *3A* s'ouvre et tous les boutons de commande dans la cabine et sur les paliers sont hors circuit. Pour cette raison lorsqu'on appuie sur le bouton quelconque pendant le déplacement de la cabine, cela n'a aucun effet sur le fonctionnement de l'ascenseur jusqu'à l'arrêt de la cabine. La cabine en passant près du deuxième étage fera tourner le commutateur *2CE* d'abord dans la position médiane et ensuite dans la position gauche (le commutateur *1CE* se trouvera également dans la position gauche). Ces permutations n'ont aucune influence sur le fonctionnement de l'installation de commande car dans ce cas le courant ne passe pas par le commutateur *2CE* mais elles seront nécessaires pour l'arrêt au deuxième étage.

Lorsque la cabine s'approche du palier du troisième étage le commutateur *3CE* est mis par une butée dans la position médiane, ce qui fait déclencher le contacteur *H*. Le moteur et l'électro-aimant de freinage sont débranchés du réseau et la cabine s'arrête rapidement. Les appareils de commande se trouvent dans la position initiale. Le contact à ouverture *3A* est fermé et on peut de nouveau faire démarrer l'ascenseur. Si l'usager avait appuyé sur le bouton *2 ét.* au lieu du bouton *3 ét.* la cabine se serait arrêtée au deuxième étage.

Il est à noter qu'aussitôt que l'usager entre dans la cabine les contacts de plancher *0KP* s'ouvrent et débranchent le circuit des

boutons de commande extérieure *0-3*, ce qui prévient la commande de l'ascenseur de l'extérieur. L'usager commande l'ascenseur depuis la cabine.

S'il faut envoyer la cabine vide depuis le palier du troisième étage au rez-de-chaussée on appuie sur le bouton *0* et le relais d'étage *0RE* est mis en circuit et connecte par son contact le contacteur *B* sur le réseau. Le démarrage du moteur en sens inverse est réalisé dans le même ordre que celui indiqué plus haut. En descendant la cabine fait passer l'un après l'autre tous les commutateurs d'étage de la position gauche dans la position droite sauf le commutateur du rez-de-chaussée *0CE* qui lorsque la cabine s'approche du rez-de-chaussée occupera la position médiane ; le contacteur *B* sera déclenché et le moteur s'arrêtera.

Le même bouton peut servir pour la montée et la descente de la cabine. Par exemple, en appuyant sur le bouton *2* on enclenche soit le contacteur *H* par les contacts de droite du commutateur *2CE*, soit le contacteur *B* par les contacts de gauche du même commutateur si la cabine se trouve plus haut que le deuxième étage.

En quittant la cabine les usagers oublient souvent de fermer la porte de la cabine. Vu que le mouvement de la cabine vide, la porte étant ouverte, ne présente pas de danger il peut être réalisé lorsqu'on appuie sur un bouton d'appel grâce au shuntage des contacts des portes *PC* par les contacts à ouverture du plancher *1KP*. Mais si des usagers se trouvent dans la cabine les contacts *1KP* sont ouverts et la mise en marche du moteur n'est possible qu'avec des portes fermées lorsque les contacts *PC* sont fermés.

En plus des commutateurs d'étages supérieur et inférieur *3CE* et *0CE* qui sont en même temps des interrupteurs de fin de course, pour plus de fiabilité on utilise encore un interrupteur de fin de course *KF* dans le circuit de puissance. Si dans la position extrême pour une raison quelconque le moteur n'est pas mis hors circuit et la cabine ne s'arrête pas, l'interrupteur de fin de course *KF* se déclenche et le circuit de puissance et le circuit de commande sont coupés. L'interrupteur de fin de course est enclenché à la main après l'élimination du défaut.

Dans le schéma de la fig. 9-24 n'est pas indiqué le circuit de signalisation qui montre que la cabine est occupée ou libre.

b) Schéma de commande d'un moteur d'avance des électrodes d'un four à acier

La fig. 9-25 montre le schéma de commande automatique d'un four à arc à acier où on utilise comme génératrice alimentant le moteur *M* déplaçant les électrodes un amplificateur rotatif à champ transversal. L'amplificateur rotatif joue également le rôle de régulateur du processus de production. Le schéma a été dressé conformé-

ment à la technologie de fonctionnement du four de façon que pendant la fusion de l'acier le rapport de la tension aux bornes de l'arc U_a au courant de l'arc I_a reste constant, c'est-à-dire que

$$\frac{U_a}{I_a} = R_a = \text{const.}$$

Le four à acier est alimenté par le réseau alternatif. Dans l'une des phases du four est branché le transformateur de courant *TI*

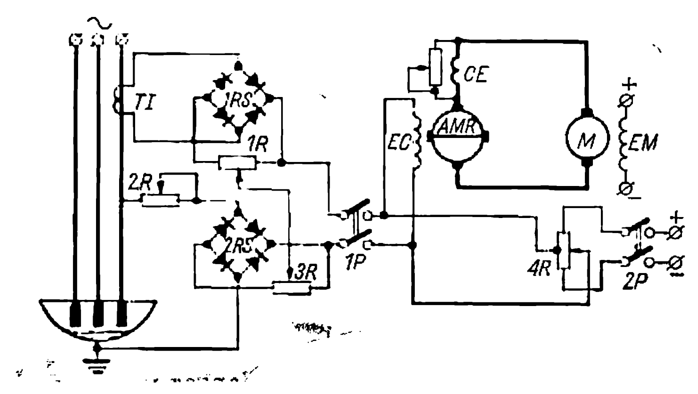


Fig. 9-25. Schéma de contrôle automatique d'un four à arc à acier

qui par l'intermédiaire d'un redresseur *1RS* alimente un diviseur de tension *1R* dans lequel la chute de tension est proportionnelle au courant de l'arc I_a.

Par le redresseur *2RS* et la résistance additionnelle *2R* l'alimentation est appliquée au diviseur de tension *3R* dans lequel la chute de tension est proportionnelle à U_a. La différence de tension des diviseurs de tension *1R* et *3R* est appliquée par l'interrupteur *1P* à l'enroulement de commande de l'amplificateur rotatif *EC*. La position des curseurs des rhéostats de réglage est choisie de telle sorte qu'en régime de fonctionnement normal lorsque $I_a = I_{an}$ et $U_a = U_{an}$ la tension aux bornes de l'enroulement de commande soit nulle et, par conséquent, que la tension de l'amplificateur rotatif soit également nulle.

Dans le cas d'un déséquilibre entre le courant et la tension du four de fusion l'enroulement de commande de l'amplificateur rotatif sera parcouru par un courant qui provoquera une f.é.m. aux bornes de l'amplificateur et la rotation du moteur *M*. Le déplacement des électrodes commencera donc dans un sens qui mène à la disparition du déséquilibre de tension dans le circuit de l'enroulement de commande. Pour $I_a = I_{an}$, $U_a = U_{an}$ et, par conséquent, $\frac{U_{an}}{I_{an}} = R_{an}$ le déplacement des électrodes s'arrêtera.

On a prévu dans le schéma la commande manuelle du déplacement des électrodes. On utilise à cette fin le diviseur de tension *4R* branché sur le circuit de courant continu par l'interrupteur *2P*.

c) Commande des poulies de sondes d'un haut fourneau

Pour la surveillance du niveau de la charge dans un haut fourneau et l'envoi des signaux dans le système de commande électrique du chargement ainsi que pour l'envoi des signaux lumineux on utilise des poulies des sondes (fig. 9-26).

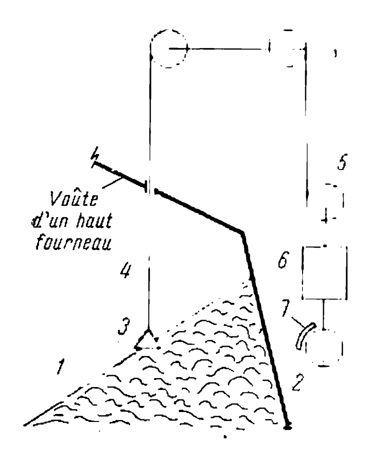


Fig. 9-26. Treuil des sondes d'un haut fourneau

Fig. 9-27. Caractéristiques mécaniques du moteur d'entraînement du treuil de la sonde

Le couple du moteur *2* en régime d'asservissement est inférieur au couple résistant de la sonde *3* et cette dernière se trouve à la surface de la charge. Le moteur est freiné et tend le câble *4*. Au fur et à mesure que le niveau de la charge baisse la sonde en descendant fait tourner le tambour de la poulie *5* réuni à l'arbre du moteur par le réducteur *6*. D'après l'angle de rotation du tambour on détermine le niveau de la charge.

Avant l'alimentation en charge on fait monter la sonde et après le chargement on la fait de nouveau descendre sur la charge. La sonde se trouvant dans la position haute, le moteur est débranché et un frein mécanique *7* est bloqué.

Les caractéristiques requises du moteur d'entraînement du treuil de la sonde sont indiquées sur la fig. 9-27. Le couple du moteur à la montée (point *A* sur la caractéristique *1*) est équilibré par la somme des couples de la sonde C_3 et de frottement C_{fr} dans les mécanismes.

A la descente de la sonde le couple du moteur est inférieur à C_3 de la valeur du couple de frottement (point *B* sur la caractéristi-

que *2*) et la vitesse de descente de la sonde ne dépasse pas la valeur de ω_{desc}.

En régime d'asservissement en fonction de la charge le câble est tendu sous l'action du couple C_2 et lors de la montée le couple du moteur est limité par la valeur de C_1. La limitation du couple est nécessaire pour réduire l'extension dynamique du câble lorsque le moteur passe de la caractéristique *2* sur la caractéristique *1*.

Le couple dynamique lors de la mise en vitesse étant constant, la sonde monte en un temps minimal. La vitesse de descente ω_{desc} de la sonde étant constante, l'influence du fonctionnement du moteur électrique sur la dispersion des indications du niveau de la charge diminue. Cette charge ayant la pente d'un talus naturel, pour différentes vitesses de descente la sonde roulerait à différentes distances vers le centre de haut fourneau en faussant les indications concernant le niveau de la charge.

On peut obtenir des caractéristiques proches des caractéristiques désirées avec un moteur à courant continu commandé par un redresseur utilisant, par exemple, des soupapes au silicium contrôlées (des thyristors). Dans le schéma d'un redresseur commandé (fig. 9-28) on utilise les thyristors *SSC-1* à *SSC-6* contrôlés par des amplificateurs magnétiques à une alternance.

La fig. 9-29 montre le schéma de contrôle d'un thyristor où on fait varier la phase du signal de commande à l'aide d'un amplificateur magnétique à une alternance *AM*.

L'existence de la soupape V_2 assure le passage du courant dans le circuit de l'enroulement principal w_t seulement dans un sens. Lorsque la bobine n'est pas saturée l'inductance de l'enroulement principal est de beaucoup supérieure à la résistance ballast R_1 et pour cette raison la tension aux bornes de R_1 est très petite. A l'instant de saturation du noyau de l'amplificateur magnétique l'inductance de l'enroulement principal baisse fortement et la partie principale de la tension d'alimentation est appliquée à la résistance R_1. Cette tension est appliquée à l'entrée du thyristor par l'intermédiaire d'une résistance de limitation R_2. Pour prévenir l'apparition accidentelle d'un potentiel négatif à l'électrode de commande on a branché parallèlement à l'entrée du thyristor une diode V_1.

A l'aide de l'enroulement de commande on modifie l'instant de saturation de la bobine et de cette façon on règle la phase de commande du signal appliqué au thyristor, c'est-à-dire que l'on change l'angle d'allumage.

Dans le schéma de commande du moteur de la poulie de la sonde indiqué sur la fig. 9-30 on utilise comme source de polarisation un redresseur commandé (fig. 9-28) alimenté par un autotransformateur *ATr* et les transformateurs à trois enroulements en phase avec lui.

Ces transformateurs assurent le décalage de l'allumage des thyristors suivant le schéma (fig. 9-28) comprenant les schémas de

commande élémentaires examinés plus haut (fig. 9-29).

Le schéma de la fig. 9-30 montre les enroulements de commande des amplificateurs magnétiques *EP*, *ED*, *EUI*, *ECC* dont chacun comprend six enroulements connectés en série (comme sur la fig. 9-28): *EP*, enroulement principal de commande; l'application

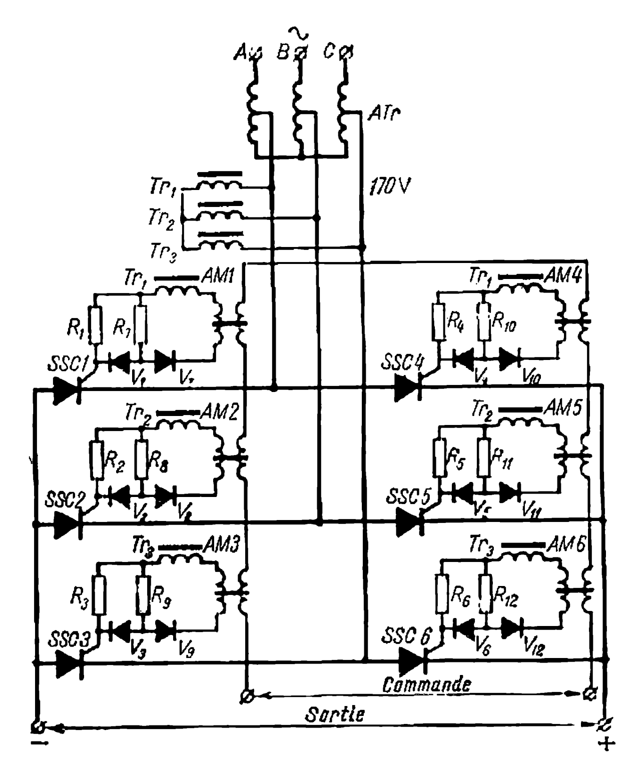


Fig. 9-28. Schéma d'un redresseur contrôlé à thyristors

d'un signal à cet enroulement provoque le démarrage du moteur; *ED*, enroulement de polarisation; *EUI*, enroulement de commande de la tension et du courant du moteur qui n'est utilisé qu'en régime de descente de la sonde; *ECC*, enroulement de coupure de courant.

La connexion en série des enroulements de commande des amplificateurs magnétiques *AM1* à *AM6* élimine le premier harmonique des circuits de commande.

A l'aide des enroulements indiqués et diodes stabilisatrices de tension ST_1 et ST_2 on assure les caractéristiques requises du moteur de la poulie de la sonde.

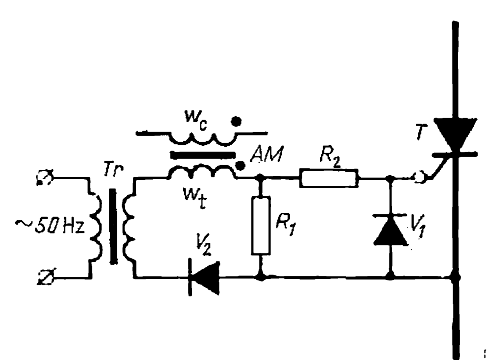


Fig. 9-29. Schéma de contrôle d'un thyristor à l'aide d'amplificateur magnétique à une alternance

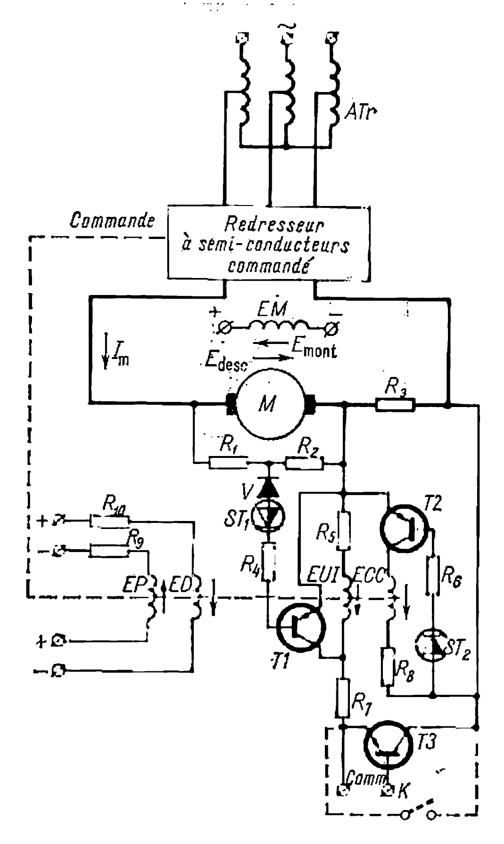


Fig. 9-30. Schéma des connexions des enroulements de commande des amplificateurs magnétiques

Lors de la montée le signal est absent à l'entrée du transistor *T3* et il ne laisse pas passer le courant. La clé *K*, si elle est utilisée pour la commande, est alors ouverte.

Depuis la résistance R_3 insérée en série avec l'induit du moteur la tension est appliquée à l'enroulement *ECC*. Si la chute de tension est supérieure à la tension de claquage de la diode stabilisatrice de tension ST_2 le transistor *T2* est débloqué. Dans le cas contraire le courant ne passe pratiquement pas par l'enroulement *ECC*, car le transistor *T2* présente alors une grande résistance. Par conséquent, l'enroulement *ECC* entre en jeu lorsque le courant dans l'induit dépasse la valeur prescrite. La force magnétisante de l'enroulement *ECC* est retranchée de la force magnétisante de l'enroulement *EP*.

Le régime de descente est assuré par le signal de déblocage automatique au transistor *T3* ou lors de la fermeture de la clé *K*. Dans l'enroulement *EUI* le courant augmente et réduit d'abord à zéro la tension de sortie de la soupape commandée à semi-conducteurs et ensuite la met en régime de fonctionnement en onduIaire lorsque le moteur change son sens de rotation.

Il est à noter qu'en régime de descente ainsi que lors de la montée le sens du courant dans l'induit du moteur ne change pas. Vu que l'enroulement *ECC* engendre une forte contre-réaction en courant du moteur la caractéristique du moteur est très tombante. La diminution de la contre-réaction en courant lors de l'atteinte de la vitesse

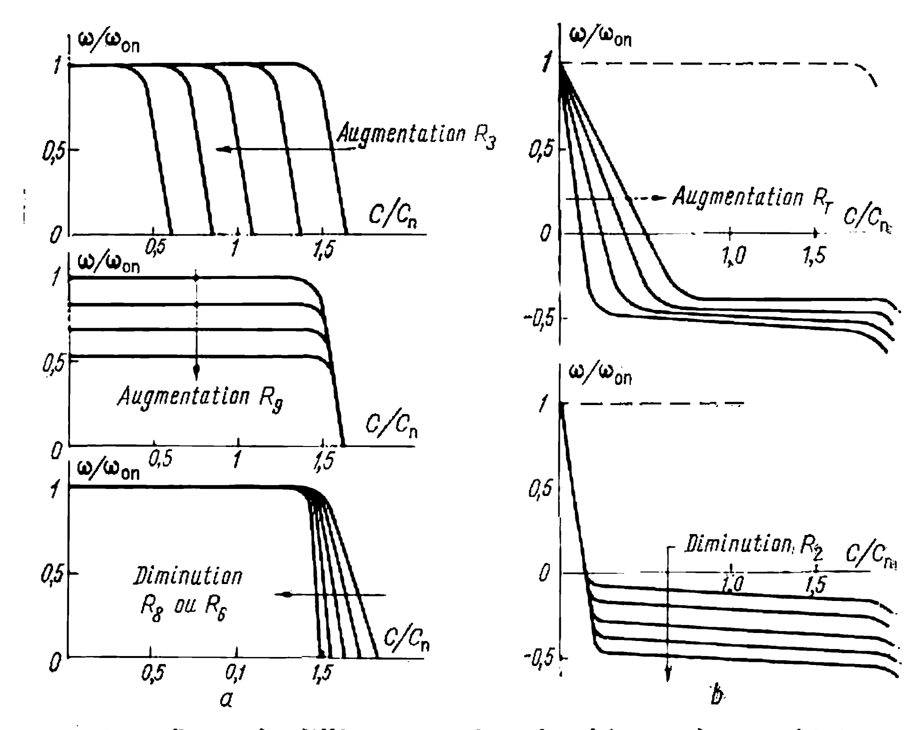


Fig. 9-31. Influence des différents paramètres du schéma sur la caractéristique mécanique du moteur lors de la montée de la sonde (*a*) et de la descente (*b*)

fixée de descente provoque une variation de l'inclinaison de la caractéristique mécanique du moteur, l'accroissement de sa rigidité et la limitation de la vitesse de descente. On y arrive en shuntant l'enroulement *EUI* par la résistance du transistor *T1* qui est débloqué aussitôt que la tension négative aux bornes de la résistance R_2 dépasse la tension de claquage de la diode stabilisatrice de tension ST_1. Lorsque l'induit du moteur est soumis à une tension positive la soupape *V* débranche le circuit d'entrée du transistor *T1*.

La fig. 9-31,*a* montre l'influence des différents paramètres du schéma sur la caractéristique mécanique du moteur lors de la montée de la sonde et la fig. 9-31,*b*, lors de la descente de celle-ci. En choisissant convenablement les valeurs des résistances on peut obtenir des caractéristiques proches des caractéristiques requises.

CHAPITRE X

COMMANDE ASSERVIE ET COMMANDE PROGRAMMÉE

10-1. Généralités, destination et classification des commandes asservies

On appelle commande asservie un dispositif à l'aide duquel l'organe d'exécution reproduit avec une précision déterminée le mouvement de l'organe de commande.

La commande asservie qui comprend des éléments de commande automatique permet de réaliser les déplacements requis dans de larges gammes suivant une loi arbitraire depuis un transmetteur qui fixe cette loi.

Ainsi, sur une machine-outil à copier l'outil de coupe exécute l'usinage de la surface de la pièce qui correspond à une surface quelconque du modèle ou du gabarit sur laquelle se déplace le palpeur du dispositif de mesure.

Dans les laminoirs le déplacement automatique du mécanisme d'avance des cylindres est réalisé en fonction du mouvement d'un dispositif de faible puissance qui fixe le programme de laminage.

Le domaine d'utilisation de la commande asservie s'étend de plus en plus. A l'heure actuelle elle est utilisée pour le contrôle automatique de la variation de différentes grandeurs physiques, pour le réglage de la vitesse des turbines à vapeur ou hydrauliques, dans les laminoirs, etc.

La commande asservie est utilisée dans les installations dont la puissance peut être comprise entre plusieurs watts et des dizaines de kW.

Dans le cas général la commande asservie comprend un transmetteur, un dispositif récepteur (asservi), un amplificateur et un organe d'exécution — un moteur d'entraînement (fig. 10-1). Les éléments de la commande asservie sont réunis entre eux de façon que toute variation dans la position du transmetteur agit par l'intermédiaire du récepteur et de l'amplificateur sur le moteur d'entraînement qui exécute le déplacement préétabli. La commande asservie comme les dispositifs de transmission synchrone fonctionne seulement grâce à l'angle de désalignement qui apparaît entre les axes du transmetteur et du moteur d'entraînement. Le processus de fonctionnement de la commande asservie se ramène à l'élimination automatique de cette désadaptation.

On divise les commandes asservies en deux groupes selon le mode d'action du système de commande : a) commandes asservies à con-

trôle discontinu par relais; b) commandes asservies à contrôle continu.

La commande asservie à contrôle par relais se distingue par ce que la tension est appliquée au moteur d'entraînement seulement lorsque l'angle de désalignement atteint une valeur déterminée. Durant l'accroissement de l'angle de désalignement jusqu'à cette valeur le moteur reste immobile. La vitesse et l'accélération du moteur après sa mise sous tension ne dépendent pas de l'angle de désalignement mais sont déterminées par les paramètres du système de commande (son couple moteur, le moment d'inertie et le couple résistant).

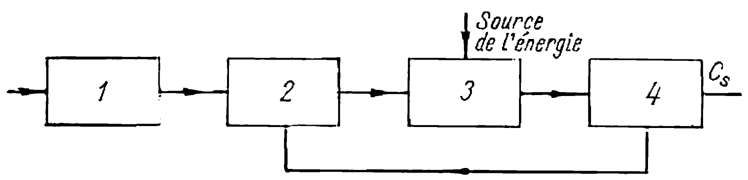


Fig. 10-1. Schéma fonctionnel d'une commande asservie: *1* — transmetteur; *2* — récepteur; *3* — amplificateur; *4* — organe d'exécution

Une particularité des commandes asservies à action continue est le contrôle continu du moteur d'entraînement qui dépend de l'angle de désalignement.

Conformément aux exigences envers les commandes asservies pour ce qui concerne la précision de déplacement de l'angle dans les régimes statique et transitoire, la stabilité de fonctionnement, la durée du processus transitoire, etc., les commandes asservies continues sont réalisées avec différentes réactions qui assurent le contrôle en fonction de l'angle de désalignement et de sa dérivée, d'après l'angle de désalignement et l'intégrale de cet angle, etc.

Comme dans les systèmes de réglage automatique examinés plus haut on utilise dans les commandes asservies différents amplificateurs: rotatifs, électroniques-ioniques, magnétiques, à semi-conducteurs, hydrauliques, etc.

Dans les systèmes de commande asservis peut se combiner le travail d'un amplificateur électronique avec celui d'un amplificateur rotatif, d'un amplificateur à transistors avec un amplificateur à thyristors, etc.

Les systèmes de commande asservis à action continue assurent un déplacement plus précis mais ils sont plus complexes que les commandes asservies à action discontinue.

Les commandes asservies doivent satisfaire aux principales exigences techniques suivantes: haute précision de réglage de la grandeur donnée et fonctionnement stable du moteur dans toute

la gamme de vitesses, durée aussi courte que possible du processus transitoire ainsi que fonctionnement simple et fiable.

La valeur de l'angle de désadaptation durant les régimes transitoires ne doit pas dépasser la valeur fixée ; les oscillations des systèmes si elles apparaissent doivent s'amortir.

10-2. Commande asservie à action discontinue

Parmi les commandes asservies simples à action discontinue il faut classer la commande à dispositif d'asservissement par contacts de relais dont le schéma de principe est indiqué sur la fig. 10-2.

La commande asservie comprend un transmetteur *A* et un récepteur *B*, un dispositif d'asservissement à système de contacts *K*, des contacteurs unipolaires réversibles *1Av*, *2Av* et *1Ar*, *2Ar* et un moteur d'entraînement accouplé au mécanisme de production *Méc*.

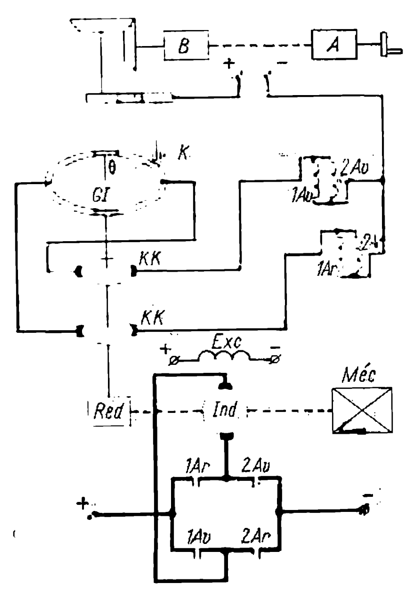


Fig. 10-2. Schéma de commande à dispositif d'asservissement à contacts

Vu que le dispositif d'asservissement à contacts ne peut pas commuter une grande puissance, dans le système considéré on utilise comme amplificateur les contacteurs *1Av*, *2Av* et *1Ar*, *2Ar*.

Le dispositif d'asservissement comporte deux demi-bagues séparées par des garnitures isolantes *GI*. Dans la position zéro le contact *K* se trouve sur l'intervalle isolant et le moteur est hors circuit.

Lorsque le rotor du transmetteur *A* tourne d'un angle fixé, le rotor du récepteur *B* tourne également et déplace de l'angle correspondant le contact *K* qui passe de la position neutre sur la demi-bague de contact.

Dans ce cas le circuit d'alimentation des bobines des contacteurs *1Av*, *2Av* sera fermé et le moteur d'entraînement du mécanisme sera connecté au réseau.

En même temps la rotation du moteur est transmise au dispositif d'asservissement qui tournera du même angle duquel s'est déplacé précédemment le contact *K*. Lorsque le contact *K* quitte la demi-bague pour passer sur l'intervalle isolant, le moteur sera automatiquement débranché car le circuit de bobines des contacteurs *1Av* et *2Av* sera ouvert. De cette façon le moteur réalisera le déplacement fixé.

Lorsque le rotor du transmetteur tourne dans le sens opposé le contact K se déplacera également de l'autre côté de l'intervalle isolant et fermera le circuit d'alimentation des bobines des contacteurs *1Ar*, *2Ar*. Le moteur tournera alors dans l'autre sens jusqu'à l'instant où le contact K occupera la position neutre.

Dans le fonctionnement d'une commande asservie le problème de l'accroissement de la *précision* du déplacement et de la *stabilité* du système joue un rôle important. Le fonctionnement d'une commande à dispositif d'asservissement à contacts peut être instable par suite des oscillations qui prennent naissance au voisinage de la position neutre du dispositif d'asservissement. Admettons qu'après le déplacement d'un certain angle θ le moteur d'entraînement est débranché du réseau. Vu l'inertie mécanique du système le moteur ne s'arrêtera pas immédiatement et le galet de contact K arrivera sur l'autre demi-bague, ce qui provoquera le branchement du moteur d'entraînement et sa mise en marche en sens inverse. Le moteur sera d'abord freiné et ensuite il commencera à tourner en sens inverse et le phénomène indiqué peut se répéter.

Les oscillations du moteur d'entraînement autour de sa position neutre dépendent de la valeur du moment d'inertie rapporté du système de commande, de la nature de la charge, du temps de fonctionnement des appareils de contrôle et de la largeur de l'intervalle isolant entre les bagues de contact. En choisissant un intervalle isolant de largeur suffisamment grande, on peut obtenir un amortissement rapide des oscillations lors de l'arrêt du moteur. Mais une telle solution du problème provoque une diminution de la précision de fonctionnement de la commande asservie. C'est qu'avec une grande largeur de l'intervalle isolant le moteur peut s'arrêter à un instant où le galet de contact se trouve à la fin de l'intervalle isolant et non pas en son milieu. Il en résultera une erreur de position de l'axe du moteur d'entraînement.

On cherche à diminuer autant que possible l'intervalle isolant et pratiquement il est compris entre 2 et 3 degrés. En ce qui concerne l'accroissement de la précision de fonctionnement de la commande asservie, sa stabilité et l'accélération de l'amortissement des oscillations du moteur d'entraînement, on utilise différentes méthodes de freinage du moteur à l'instant où le galet du dispositif d'asservissement se trouve sur l'intervalle isolant. De plus, dans certains schémas avant le débranchement du moteur on le fait tourner à une vitesse plus petite en réduisant ainsi la marche par inertie du système.

On peut aussi indiquer comme exemple de commande asservie à relais la commande électrique d'avance d'une machine-outil à copier avec embrayage électromagnétique.

Le rôle du transmetteur y est assuré par un gabarit ou par le contour de la pièce suivant lequel se déplace le palpeur de l'appareil à copier et à mesurer. Cet appareil a un dispositif à contacts qui

commande les relais intermédiaires correspondants qui à leur tour mettent en circuit les embrayages électromagnétiques d'avance de la broche. Lors du branchement de l'embrayage électromagnétique correspondant a lieu le déplacement du mécanisme de la machine-outil qui tend à éliminer la désadaptation apparue entre la position du palpeur et celle de la fraise. Dans un tel système on utilise des relais intermédiaires en qualité d'amplificateur.

L'organe exécutif est le système de commande de l'avance de la fraise réalisé par un moteur à courant continu et un embrayage électromagnétique réversible.

Comme nous l'avons déjà indiqué les commandes asservies à action discontinue présentent l'avantage d'être simples. Leur défaut consiste en ce que le déplacement à angle fixé a lieu à vitesse constante indépendamment de la vitesse d'avance et la précision de déplacement est relativement faible.

Une commande asservie continue qui assure une précision élevée d'exécution à différentes vitesses est plus perfectionnée.

10-3. Principes de fonctionnement d'une commande asservie continue

Le schéma fonctionnel d'une commande asservie continue est indiqué sur la fig. 10-3. Ce type de commande comprend en général un transmetteur *1* et un dispositif d'asservissement *2*, un amplifi-

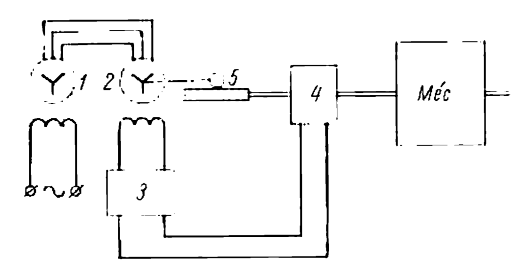


Fig. 10-3. Schéma fonctionnel d'une commande asservie

cateur *3* et un moteur d'entraînement *4* accouplé mécaniquement avec le mécanisme d'opération *Méc* et le dispositif d'asservissement par l'intermédiaire de la transmission *5*.

Dans une telle commande on utilise des selsyns *) fonctionnant en régime transformateur comme transmetteur et comme dispositif d'asservissement.

---

*) On trouve aussi des systèmes où au lieu de selsyns on utilise des dispositifs potentiométriques, des transformateurs tournants ou autres dispositifs.

Comme nous l'avons déjà indiqué plus haut on utilise des amplificateurs électriques, magnétiques, mécaniques, pneumatiques ou hydrauliques.

Les amplificateurs électriques sont largement utilisés grâce à leur construction simple, compacte et la possibilité de disposer les appareils de commande indépendamment du mécanisme exécutif.

Dans les systèmes dotés d'amplificateurs électriques on utilise généralement comme moteurs d'entraînement des moteurs à courant continu ou à courant alternatif.

Le principe de fonctionnement d'une commande asservie est le suivant. Lors de la rotation du rotor du transmetteur *1* dans l'enroulement monophasé du selsyn récepteur *2* est induite une f.é.m. qui agit sur le dispositif amplificateur *3*. Le dispositif amplificateur assure alors la mise en circuit du moteur et sa marche à vitesse déterminée. Le moteur *4* actionne le mécanisme d'opération et en même temps par l'intermédiaire de la transmission *5* le rotor du selsyn récepteur *2*.

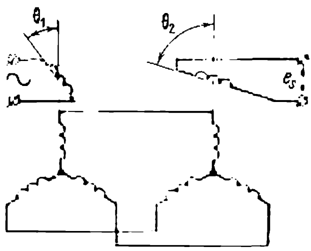


Fig. 10-4. Schéma de connexion des selsyns en régime transformateur

Lorsque le rotor du selsyn *2* tourne d'un angle fixé la désadaptation des positions des rotors du transmetteur et du récepteur est éliminée et le moteur d'entraînement s'arrête.

Dans les schémas qui seront examinés l'enroulement monophasé du selsyn récepteur est connecté à la sortie de l'amplificateur et non pas au réseau alternatif comme cela se fait lorsqu'il s'agit d'un schéma ordinaire de transmission synchrone.

Le schéma de connexion des selsyns est indiqué sur la fig. 10-4. L'enroulement monophasé du selsyn transmetteur est connecté au réseau alternatif et l'enroulement triphasé de son rotor est connecté à l'enroulement rotorique du selsyn récepteur. Le courant alternatif alimentant l'enroulement monophasé du transmetteur crée un flux pulsatoire qui induit dans les enroulements des phases du rotor des f.é.m. qui sont en phase mais diffèrent en amplitude. Les courants passant par les enroulements rotoriques du selsyn récepteur engendrent un flux pulsatoire qui induit une f.é.m. dans l'enroulement monophasé du récepteur. Par conséquent, le selsyn récepteur fonctionne en transformateur dont l'enroulement primaire est formé par l'enroulement triphasé du rotor et l'enroulement secondaire par l'enroulement monophasé du stator.

Cherchons la relation entre la f.é.m. e_s de l'enroulement monophasé du récepteur et l'angle de désalignement des rotors des selsyns :

$$\theta = \theta_1 - \theta_2,$$

où θ_1 est l'angle de rotation du rotor du transmetteur par rapport à la position initiale pour laquelle l'axe de la première phase de l'enroulement rotorique coïncide avec l'axe de l'enroulement statorique (fig. 10-4) ; θ_2 est l'angle de rotation du rotor du récepteur par rapport à sa position initiale.

En admettant que la valeur de la f.é.m. de chaque enroulement rotorique du transmetteur varie sinusoïdalement en fonction de l'angle de rotation θ_1, on obtient :

$$E_1 = E_m \cos \theta_1 ;$$
$$E_2 = E_m \cos (\theta_1 - 120°) ;$$
$$E_3 = E_m \cos (\theta_1 - 240°),$$

où E_1, E_2 et E_3 sont les f.é.m. induites respectivement dans les première, deuxième et troisième phases du rotor ; E_m est la valeur de la f.é.m. induite dans un enroulement rotorique quelconque lorsque son axe coïncide avec celui de l'enroulement monophasé.

Lorsqu'on néglige la réaction du circuit rotorique du transmetteur sur son circuit primaire et on tient compte seulement de la résistance et de la réactance inductive des enroulements rotoriques, les courants dans les enroulements rotoriques sont

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \frac{E_1}{2Z} ; \\ I_2 &= \frac{E_2}{2Z} ; \\ I_3 &= \frac{E_3}{2Z} , \end{aligned}\right\} \quad (10\text{-}1)$$

où Z est l'impédance d'une phase de l'enroulement rotorique (les deux selsyns possèdent des paramètres identiques).

Les courants I_1, I_2 et I_3 engendrent un flux résultant dans le récepteur qui induit une f.é.m. dans l'enroulement monophasé.

La force électromotrice e_s est égale à la somme des différentes f.é.m. si l'on considère le flux magnétique résultant comme la somme des trois flux engendrés par différents enroulements. Par conséquent

$$e_s = E_1' + E_2' + E_3', \quad (10\text{-}2)$$

où

$$\left.\begin{aligned} E_1' &= kI_1 \cos \theta_2 ; \\ E_2' &= kI_2 \cos (\theta_2 - 120°) ; \\ E_3' &= kI_3 \cos (\theta_2 - 240°), \end{aligned}\right\} \quad (10\text{-}3)$$

où k est un coefficient de proportionnalité entre le courant et le flux magnétique.

En introduisant les valeurs de E_1', E_2' et E_3' tirées de (10-3) dans la formule (10-2) on obtient après les transformations correspon-

dantes:

$$e_s = \frac{3}{4} k \frac{E_m}{Z} \cos(\theta_1 - \theta_2), \tag{10-4}$$

ou

$$e_s = U_m \cos\theta, \tag{10-5}$$

où

$$U_m = \frac{3}{4} k \frac{E_m}{Z}.$$

Il résulte de (10-5) que la f.é.m. induite dans l'enroulement monophasé du récepteur dépend de l'angle de désalignement et atteint sa valeur maximale pour $\theta = 0$.

Généralement, on cherche à obtenir que pour $\theta = 0$ e_s soit aussi égale à zéro.

On y arrive facilement en créant dans la position initiale du système un angle de désalignement constant $\theta = 90°$. La formule (10-5) s'écrira alors:

$$e_s = U_m \sin\theta. \tag{10-6}$$

La formule (10-6) est l'expression principale lors de l'analyse du fonctionnement des selsyns en régime transformateur; pour de faibles angles on peut admettre approximativement que $e_s \approx U_m \theta$.

Dans ce cas la position alignée est adoptée conventionnellement car en réalité les rotors des selsyns sont désalignés d'un angle constant de 90° par rapport à la position vraie de coïncidence de phases.

Il résulte de (10-6) que lors de la rotation du rotor du transmetteur à gauche ou à droite de la position d'alignement le signe de e_s change, c'est-à-dire que lors du passage par la position alignée la phase de e_s est décalée de 180°.

Par conséquent, le dispositif d'asservissement mesure l'*angle de désalignement* et détermine le sens dans lequel ce désalignement a eu lieu.

Dans les systèmes asservis on peut utiliser comme organe exécutif des moteurs à courant continu ou alternatif.

Généralement pour les commandes de faible puissance on utilise des moteurs à courant continu contrôlés par des semi-conducteurs ou des amplificateurs rotatifs et lorsqu'il s'agit de grandes puissances on utilise des moteurs commandés d'après le système génératrice-moteur. Pour les commandes asservies de faible puissance on utilise souvent des moteurs diphasés à rotor en court-circuit, ainsi que des moteurs synchrones à aimant permanent.

10-4. Schémas des commandes asservies à contrôle continu

Les particularités de tel ou tel système de commande asservie se manifestent lors de l'analyse de ses caractéristiques statiques et dynamiques.

On entend par caractéristiques statiques d'une commande asservie la variation du couple, du courant et d'autres paramètres du schéma en fonction de l'angle de désalignement en régime permanent lorsque le déplacement du moteur d'entraînement de l'angle requis a lieu à vitesse constante. Mais les caractéristiques statiques ne caractérisent pas entièrement le fonctionnement de la commande. Il faut aussi connaître les propriétés dynamiques du système qui déterminent la stabilité, la valeur de l'angle de désalignement en régime transitoire, la durée du régime transitoire, etc. Ces propriétés du système sont analysées en partant des équations de son régime transitoire.

Examinons le principe de fonctionnement et les particularités des schémas les plus répandus de commandes asservies.

Schéma de commande asservie par amplificateur rotatif à champ transversal avec un moteur à courant continu

L'emploi de machines à courant continu à excitation indépendante permet de réaliser des systèmes asservis de haute précision dans la gamme de puissances s'échelonnant de cent watts à des dizaines de kilowatts, en utilisant des éléments amplificateurs et correcteurs suffisamment simples. Ces commandes admettent des surcharges de courte durée importantes (de 2 à 3 fois) du couple nominal du moteur opérateur et des élévations de vitesse du moteur jusqu'à 150 % de sa vitesse nominale. Si l'on adopte, pour l'entraînement de l'amplificateur rotatif, un moteur asynchrone, le système asservi se comporte, par rapport au réseau d'alimentation, comme une charge symétrique qui n'introduit pas de distorsions dans la forme de la courbe de tension d'alimentation. Pour une augmentation brusque et de courte durée du couple résistant de l'arbre du moteur *M*, la puissance pic absorbée au réseau par le système asservi est inférieure à sa valeur répondant au couple accru du moteur, du fait de l'apport d'énergie cinétique par les masses tournantes du moteur d'entraînement et de l'amplificateur rotatif au cours du ralentissement.

La diminution de vitesse du moteur *M* provoque un freinage avec récupération d'énergie par le réseau. Le passage du régime moteur au régime générateur est assuré par les caractéristiques naturelles des machines électriques et s'effectue sans variations brusques du couple électromagnétique du moteur, ce qui se répercute sur la souplesse et la précision de la commande asservie.

Sur le schéma (fig. 10-5), le moteur *M* met en mouvement, par l'intermédiaire du réducteur *Réd*, l'organe régulé *Méc* et le détecteur de position angulaire de celui-ci, selsyn récepteur *SR*. Le contrôle du moteur opérateur *M* s'effectue comme il a été mentionné au moyen de l'amplificateur rotatif à champ transversal *AMR*. Les

enroulements de commande de l'*AMR EC-I* et *EC-II* sont alimentés par un amplificateur électronique (semi-conducteur) *Ampl* dont l'étage de sortie *2A* est à courant continu. Ces enroulements présentent un point médian et sont montés en opposition, le flux magnétique résultant de l'*AMR* est donc déterminé par la différence des f.m.m. des enroulements *EC-I*, *EC-II*, c'est-à-dire par la différence des courants qui les traversent.

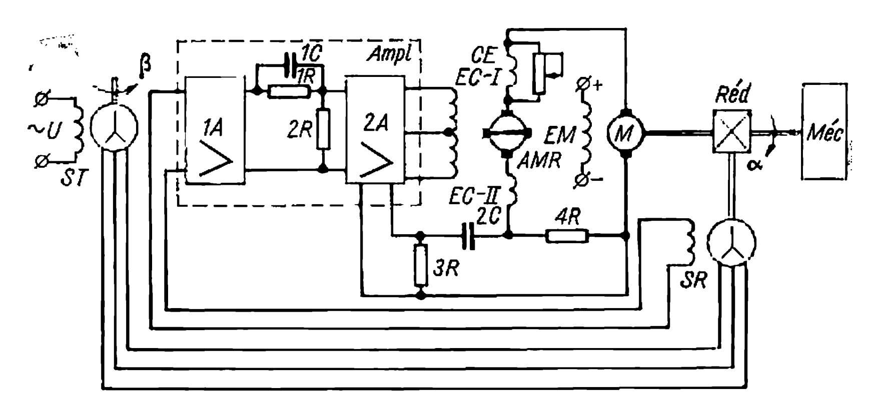


Fig. 10-5. Schéma de commande asservie par amplificateur rotatif

La tension de commande de l'asservissement qui est proportionnelle à la différence des positions angulaires de l'arbre transmetteur β et de l'arbre opérateur α, c'est-à-dire à l'erreur d'asservissement, est développée par deux selsyns *ST* et *SR* qui fonctionnent en régime transformateur (le selsyn transmetteur *ST* étant cinématiquement lié à l'arbre transmetteur de l'asservissement). Cette tension est appliquée à l'entrée du préamplificateur *1A*, où elle est amplifiée, redressée par un redresseur sensible à la phase, puis, à travers le circuit correcteur (résistances *1R*, *2R*, condensateur *1C*) et l'étage de sortie de l'amplificateur *2A*, débitée dans les enroulements de commande de l'*AMR*. Si les courants parcourant les enroulements de commande *EC-I*, *EC-II* sont d'intensité inégale, il apparaît à la sortie de l'*AMR* une tension qui provoque la rotation du moteur opérateur *M*. Ce dernier, par l'intermédiaire du réducteur, entraîne l'objet régulé *Méc* et le selsyn récepteur *SR* jusqu'à l'annulation de la tension d'erreur, c'est-à-dire jusqu'à l'égalisation des angles α et β. L'asservissement réduira l'angle de désalignement entre l'arbre transmetteur et l'arbre opérateur sans tenir compte de la nature du facteur perturbateur qui peut provenir de la régulation du système de contrôle ou des variations du couple résistant sur l'arbre de la machine d'opération.

Pour un fonctionnement stable de la commande asservie et l'acquisition des qualités dynamiques nécessaires, on met en jeu

un circuit de différentiation en série (*1R*, *1C*, *2R*) s'insérant dans le circuit du signal d'erreur et un circuit de différentiation *2C*, *3R* débitant dans l'étage de sortie *2A* de l'amplificateur électronique une tension de contre-réaction souple, proportionnelle à la variation du courant d'induit du moteur *M* (un signal proportionnel au courant est recueilli sur la résistance *4R*).

A côté des qualités mentionnées du système asservi par amplificateur rotatif, on doit retenir ses principaux inconvénients, notamment la complexité du groupe amplificateur rotatif-moteur d'entraînement dont la puissance installée est de plus de 2 fois supérieure à la puissance du moteur opérateur; masse importante et encombrement élevé de la partie de force du système de commande et rendement relativement bas (0,5 à 0,6); bruits excessifs dus aux parties tournantes du groupe convertisseur; rapidité de réponse relativement faible; rigidité insuffisante de caractéristique mécanique du moteur d'entraînement et par la suite une valeur élevée de l'erreur statique.

L'amélioration de la rigidité des caractéristiques mécaniques d'un moteur peut être atteinte, comme on le sait, par l'introduction de réactions rigides, en courant et tension par exemple.

Schéma de commande asservie par amplificateur à thyristors

Ces dernières années sont marquées par les applications de commandes asservies électriques utilisant des amplificateurs à thyristors (*AMT*) associés à des moteurs opérateurs (*M*) à courant continu à excitation indépendante. Les thyristors actuellement disponibles permettent la réalisation des systèmes asservis très précis et à réponse rapide dont la puissance atteint jusqu'à 100 kW.

Parmi les principaux avantages des asservissements de ce type par rapport aux systèmes à amplificateur rotatif-moteur, il faut souligner l'absence de parties tournantes et de collecteur dans l'amplificateur de puissance, certaine réduction de la masse du groupe, l'élévation de rendement (jusqu'à 0,7 à 0,8), l'amélioration de la rapidité de réponse de l'amplificateur de puissance.

Les principaux inconvénients du système asservi par thyristors sont:

distorsion de la forme de la tension d'alimentation par suite d'un courant absorbé non sinusoïdal, ce qui oblige à l'alimenter à partir d'un réseau dont la puissance est de 5 à 10 fois supérieure à celle de l'asservissement;

montage de contrôle de thyristors compliqué;

tolérance aux surcharges réduite en comparaison avec le groupe à amplificateur rotatif.

La fig. 10-6 donne l'un des schémas de principe possibles d'une commande asservie réversible à amplificateur à thyristors. Ce

schéma diffère de celui de la fig. 10-5 par l'apparition d'un amplificateur à thyristors (*AMT*) qui a remplacé l'amplificateur rotatif (*AMR*) et d'un bloc auxiliaire de contrôle de thyristors (*BCT*).

La commande du moteur opérateur s'effectue de la façon suivante.

A l'alignement des deux selsyns (selsyn transmetteur *ST* et selsyn récepteur *SR*), c'est-à-dire pour une erreur de positionnement nulle, les tensions *1U*, *2U* transmises par l'étage de sortie *2A* de l'amplificateur *Ampl* sont nulles et le bloc de contrôle de thyristors

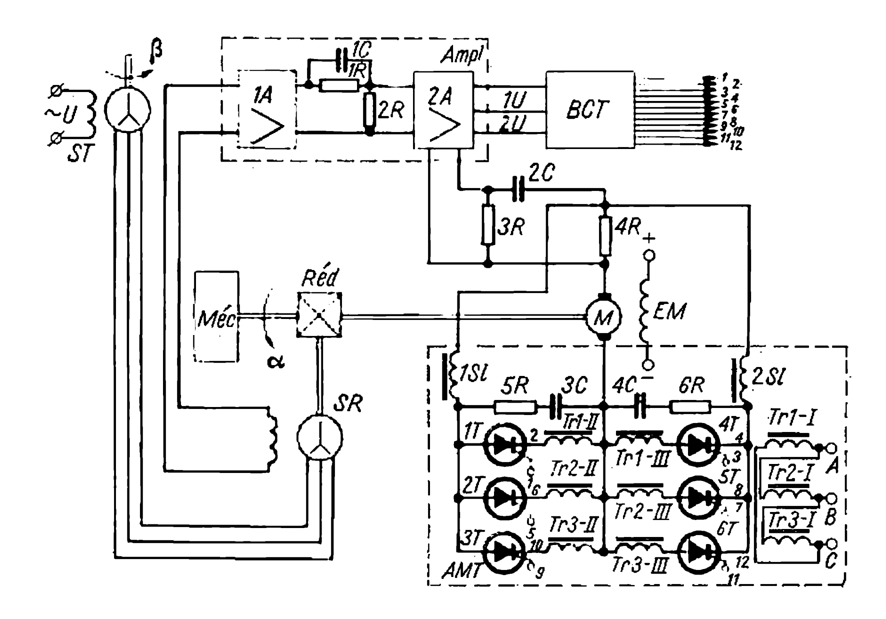


Fig. 10-6. Schéma de commande asservie par amplificateur à thyristors

BCT n'émet pas de signaux de commande, les thyristors de puissance *1T* à *6T* étant bloqués, la tension appliquée à l'induit du moteur *M* est nulle. A l'apparition d'une erreur une tension *1U* (ou *2U*) se développe suivant la phase du signal d'erreur. A l'apparition de la tension *1U*, par exemple, le bloc *BCT* envoie aux thyristors *1T*, *2T*, *3T* des impulsions qui contrôlent leur angle d'amorçage. Ces thyristors (*1T* à *3T*) développent une tension qui est fonction de l'angle d'amorçage et est appliquée au moteur *M* mis ainsi en marche.

Au changement de phase de l'erreur la tension *2U* apparaît à la sortie de l'amplificateur. Le *BCT* délivre alors à sa sortie des ordres aux thyristors *4T* à *6T* qui les rendent conducteurs (les thyristors *1T* à *3T* étant bloqués). L'induit *M* reçoit une tension de

polarité opposée provoquant l'inversion du sens de rotation du moteur *M*.

Les selfs *1Sl*, *2Sl*, les résistances *5R*, *6R* et les condensateurs *3C*, *4C* atténuent les pulsations du courant et de la tension dans le circuit d'induit du moteur *M*. L'alimentation des thyristors *1T* à *6T* s'effectue à partir d'un réseau alternatif triphasé par l'intermédiaire des transformateurs *Tr1* à *Tr3*.

Pour améliorer la rapidité de réponse des systèmes asservis, on utilise actuellement des moteurs à courant continu de petite inertie dotés d'un induit lisse et des moteurs à bobinages imprimés.

Schéma de commande asservie selon le système amplificateur à thyristors — moteur asynchrone diphasé

L'absence de collecteur dans le moteur opérateur *MA* (fig. 10-7) est le principal avantage de ce système. Mais un sérieux inconvé-

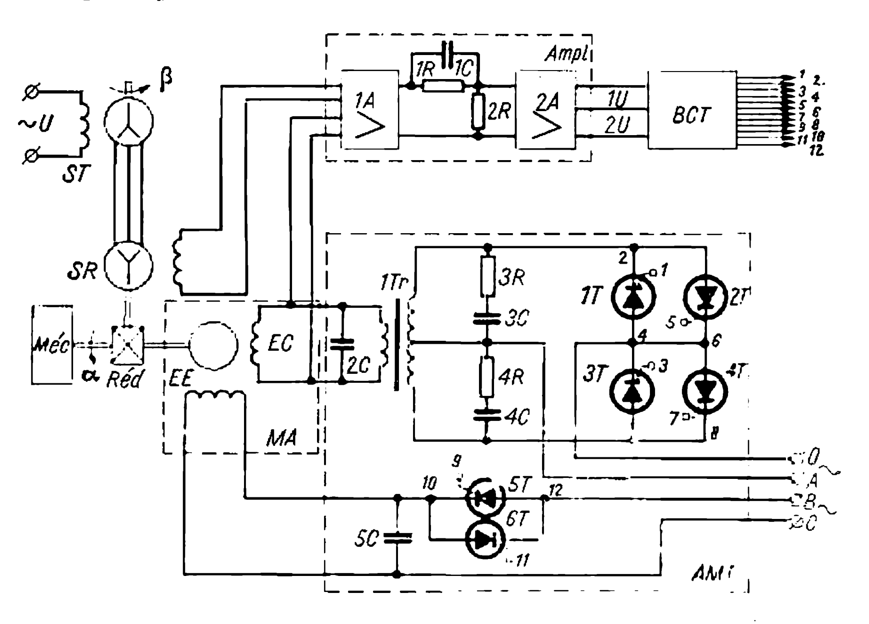


Fig. 10-7. Schéma de commande asservie par amplificateur à thyristors avec moteur asynchrone diphasé

nient est constitué par les grandes pertes de chaleur dans le rotor du moteur, ce qui interdit son application à des puissances supérieures à 1 à 2 kW.

A la différence du schéma de la fig. 10-6 le schéma présent comporte un moteur asynchrone diphasé au lieu d'un moteur à courant

continu et des modifications dans la conception de l'amplificateur à thyristors *AMT*.

Le moteur asynchrone diphasé *MA* comporte un enroulement de commande *EC* et un enroulement d'excitation *EE*.

L'enroulement de commande est alimenté par la phase *A* du réseau alternatif triphasé par l'intermédiaire des thyristors de puissance *1T* à *4T*. L'enroulement d'excitation est mis sous la tension de la ligne (phases *B*, *C*) par l'intermédiaire des thyristors de puissance *5T*, *6T*. La commande du moteur s'effectue de la façon suivante.

En l'absence d'erreur d'asservissement, les tensions *1U*, *2U* de l'étage de sortie *2A* de l'amplificateur *Ampl* sont nulles, le bloc de contrôle de thyristors *BCT* n'émet pas d'impulsions dirigées vers les thyristors *1T* à *4T* et la tension aux bornes de l'enroulement de commande *EC* du moteur est nulle.

Quand une erreur apparaît, l'une des deux tensions *1U* ou *2U* n'est pas nulle suivant la phase du signal d'erreur. Au cas de la tension *1U*, le *BCT* émet à la sortie des impulsions commandant l'angle d'amorçage des thyristors *1T*, *2T*. Pendant l'une des demi-périodes de l'application de la tension c'est le thyristor *1T* qui devient conducteur, pendant l'autre demi-période, c'est le thyristor *2T*, l'enroulement de commande *EC* est ainsi alimenté en tension de commande alternative. Quand l'erreur d'asservissement change de phase, à la sortie de l'amplificateur apparaît une tension *2U*. Et corrélativement, le thyristor *3T* devient conducteur pendant l'une des demi-périodes de la tension d'alimentation, le thyristor *4T*, pendant l'autre demi-période, l'enroulement de commande du moteur étant alimenté en tension alternative de commande de phase inverse. La valeur de la tension de commande est proportionnelle à la tension *1U* (*2U*).

Les thyristors de puissance *5T*, *6T* insérés au circuit d'excitation du moteur alimentent l'enroulement d'excitation *EE* en tension correspondant à *1U* ou *2U*, suivant le cas. La variation de l'angle d'amorçage des thyristors *5T*, *6T* est contrôlée par la tension *1U* ou *2U*.

Le thyristor *5T* devient conducteur pendant l'une des demi-périodes de la tension d'alimentation et le thyristor *6T* pendant l'autre, créant dans l'enroulement d'excitation du moteur une tension alternative de phase invariable. Par la suite, en cas d'erreur d'asservissement, il apparaît à la sortie de l'amplificateur une tension *1U* (*2U*) qui transmet à l'enroulement de commande *EC* et à l'enroulement d'excitation *EE* du moteur la tension alternative de phase correspondante. Le moteur se met à tourner. En cas de changement de la phase du signal d'erreur, la tension appliquée à l'enroulement de commande change de phase et le sens de rotation du moteur s'inverse.

Les condensateurs *2C* à *5C* et les résistances *3R*, *4R* servent au lissage des pulsations de tension dans les enroulements du moteur.

Schéma de commande asservie avec contrôle par fréquence du moteur synchrone

Dans certains cas la commande asservie pour garantir une haute fiabilité doit être dépourvue d'éléments à contacts. Dans ce cas, le moteur opérateur est une machine à courant alternatif. La commande la plus prometteuse est la commande par fréquence. Il en

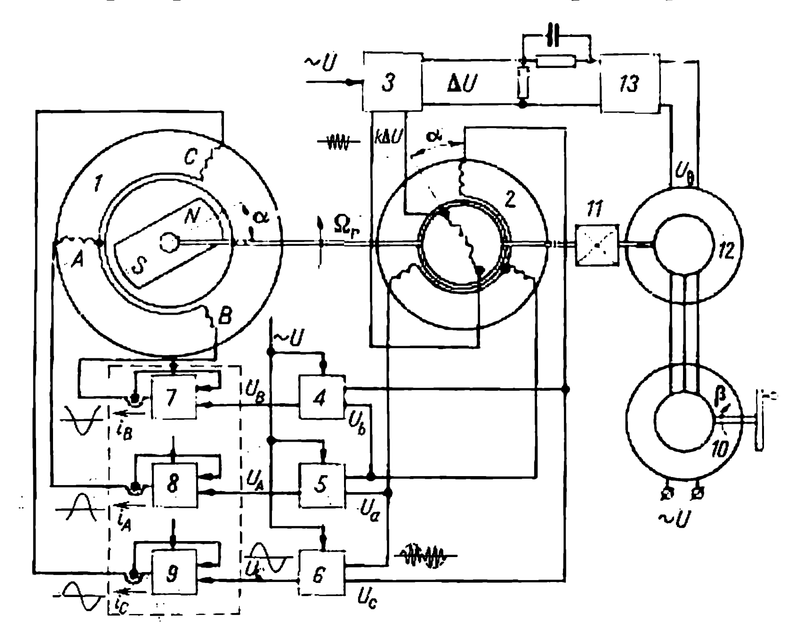


Fig. 10-8. Schéma de commande asservie avec contrôle par fréquence

existe deux systèmes. Dans le premier varient en même temps la tension et la fréquence et où pour obtenir, par exemple, une réponse plus rapide on utilise un dispositif de maintien automatique du flux magnétique du moteur; dans ce cas, on ne limite pas le courant statorique. Dans le second le contrôle de fréquence s'effectue avec un courant statorique consigné (limité), c'est le système avec contrôle par fréquence et courant. Sans faire la comparaison de ces deux systèmes pour le cas de commandes à courant alternatif sans collecteur, nous allons étudier un système asservi mettant en jeu un moteur synchrone avec contrôle par fréquence et courant. Outre les avantages déjà signalés du moteur synchrone, on peut de même

souligner la constance du flux magnétique qui est presque indépendant de la variation du courant de charge.

A la différence du contrôle du moteur synchrone par fréquence d'emploi courant quand le signal de commande détermine la valeur et la fréquence des tensions appliquées aux enroulements statoriques et, par conséquent, la vitesse de l'arbre du moteur, le contrôle par fréquence et courant émet un signal de commande qui détermine l'intensité du courant dans les enroulements statoriques, autrement dit, le couple électromagnétique de la machine.

La fig. 10-8 montre un schéma-bloc d'une commande fonctionnant en système d'asservissement fermé en angle.

L'arbre du moteur synchrone *1*, excité par un aimant permanent, est solidaire du transmetteur de position angulaire à inductance *2* (du type selsyn sans contacts).

Le signal de commande ΔU est transmis, par l'intermédiaire de l'amplificateur *3*, à l'enroulement d'excitation du transmetteur *2* sous forme de tension alternative de fréquence porteuse ω:

$$U_{exc} = k\Delta U_m,$$

où k est le gain de l'amplificateur *3*.

Les tensions développées par les enroulements de sortie du transmetteur

$$\left.\begin{aligned} U_a &= k\Delta U_m \sin \omega t \sin \alpha ; \\ U_b &= k\Delta U_m \sin \omega t \sin (\alpha - 120°) ; \\ U_c &= k\Delta U_m \sin \omega t \sin (\alpha - 240°) \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}7)$$

sont appliquées aux redresseurs sensibles à la phase *4*, *5*, *6*. Ces derniers transforment les tensions U_a, U_b, U_c en tensions U_A, U_B, U_C de basse fréquence déterminée par la vitesse de rotation du moteur Ω_r (à vitesse constante $\alpha = \Omega_r t$):

$$\left.\begin{aligned} U_A &= k\Delta U_m \sin \alpha ; \\ U_B &= k\Delta U_m \sin (\alpha - 120°) ; \\ U_C &= k\Delta U_m \sin (\alpha - 240°). \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}8)$$

Le gain des redresseurs sensibles à la phase est supposé égal à l'unité.

La tension $U_0 = U_{0m} \sin \omega t$ est prise comme tension de référence pour les redresseurs sensibles à la phase.

Les tensions U_A, U_B, U_C viennent s'appliquer à l'entrée des amplificateurs d'intensité *7*, *8*, *9* alimentant les enroulements statoriques du moteur synchrone par courants triphasés i_A, i_B, i_C dont la fréquence est fonction de la vitesse Ω_r. En outre, l'amplitude des courants est strictement proportionnelle au signal de commande ΔU, ce qui est obtenu grâce au bouclage des amplificateurs *7*, *8*, *9*

par des réactions rigides en courant dans les trois phases du moteur:

$$\left.\begin{aligned} i_A &= k_i k \Delta U_m \sin \alpha ; \\ i_B &= k_i k \Delta U_m \sin (\alpha - 120^\circ) ; \\ i_C &= k_i k \Delta U_m \sin (\alpha - 240^\circ), \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}9)$$

où k_i est la pente de conversion des tensions en courants de sortie. Dans le système considéré, le vecteur force magnétisante du stator est toujours, quel que soit l'angle de rotation α de l'arbre du moteur synchrone et sa vitesse de variation Ω_r, décalé d'un angle constant ψ par rapport au vecteur flux d'excitation du moteur. L'angle ψ est fonction de la position angulaire du transmetteur *2* par rapport au moteur *1*.

En négligeant l'influence des courants statoriques (réaction d'induit) sur le flux inducteur, on peut poser pour le couple électromagnétique de la machine synchrone:

$$C_{\text{ém}} \sim \Phi I_m \sin \psi, \qquad (10\text{-}10)$$

où Φ est le flux inducteur; I_m, la valeur d'amplitude du courant statorique du moteur.

Pour $\psi = 90^\circ$ le couple électromagnétique appliqué à l'arbre de la machine synchrone sera maximal au possible pour des valeurs données du flux inducteur et du courant statorique. Si le rapport entre le courant statorique et le signal de commande est linéaire

$$I_m = k_i k \Delta U_m, \qquad (10\text{-}11)$$

le couple électromagnétique du moteur sera également une fonction linéaire du signal de commande:

$$C_{\text{ém}} \sim \Delta U_m. \qquad (10\text{-}12)$$

Il en résulte que le couple électromagnétique développé par le moteur au cas du contrôle par fréquence et courant est déterminé par le signal de commande. L'inversion du signe du couple est obtenue par changement de la polarité du signal ΔU_m. Grâce au transmetteur de position angulaire *2*, le champ statorique tourne, quelle que soit la vitesse, en synchronisme avec le rotor du moteur, ce qui exclut le décrochage.

Pour assurer la poursuite par le système asservi de l'arbre transmetteur lié d'une façon rigide au selsyn transmetteur *10* l'arbre du moteur est couplé par l'intermédiaire d'un réducteur *11* au selsyn récepteur *12*. Le selsyn transmetteur *10* et le selsyn récepteur *12* fonctionnent en régime transformateur.

La tension U_θ recueillie à la sortie du selsyn *12* est transmise à l'entrée de l'amplificateur *13* et, après amplification et redressement, est débitée, sous forme de tension continue, après traversée du circuit correcteur à l'entrée de l'amplificateur *3*.

La tension U_θ est proportionnelle à l'angle de désadaptation θ entre les deux selsyns (erreur de poursuite). Il en résulte que la valeur de ΔU_m, déterminant le couple électromagnétique du moteur, croît avec θ.

En l'absence de charge, lorsque le couple électromagnétique développé par le moteur est voisin de zéro, on peut poser $\theta \approx 0$.

Quand une charge est appliquée à l'arbre du moteur, on voit apparaître une erreur qui assure le couple électromagnétique exigé. La valeur de cette erreur est déterminée par le couple de charge et le gain global du système (pour $\omega = 0$).

La commande asservie à moteur synchrone contrôlée par fréquence et courant présente des qualités dynamiques remarquables. Dans des systèmes fermés à réaction en vitesse elle permet d'obtenir une plage de réglage jusqu'à 100 : 1 et plus. En faisant appliquer des réactions en position, ces commandes permettent de réaliser des systèmes d'asservissements en position.

10-5. Commande programmée des moteurs électriques

Au cours des dernières années on utilise dans différentes branches de la technique des systèmes à commande automatique qui agissent selon un programme établi d'avance.

Le programme peut être fixé par différents moyens. Par exemple, dans les machines-outils à copier le programme est donné sous forme des gabarits ou des modèles préparés d'avance, très variés et possédant dans certains cas une surface très complexe (fig. 10-9). A l'aide des commandes asservies correspondantes des avances au cours d'usinage sur de telles machines-outils on arrive à donner avec une précision déterminée aux pièces les formes et les dimensions du modèle ou du gabarit.

Dans ces dispositifs asservis et dans des dispositifs analogues il faut dépenser beaucoup de temps pour le réglage de la machine-outil. Lorsqu'il s'agit de la production de pièces uniques ou à faible série ce temps est tellement important qu'il est économiquement désavantageux d'utiliser les systèmes automatiques et on est obligé d'utiliser l'équipement non automatique avec une grande dépense du travail manuel. Par exemple, lorsqu'il s'agit de l'usinage mécanique des pièces pour forer plusieurs trous dans deux ou trois pièces il faut d'abord tracer à la main la position de ces trous et ensuite les forer. Il en sera de même lorsqu'il s'agit de découper des ouvertures dans un panneau pour y fixer des appareils électriques.

Quand il faut usiner deux ou trois cames on est obligé de tracer le gabarit à la main, ensuite l'usiner à la main presqu'entièrement pour usiner les cames requises sur une machine-outil à copier. On pourra indiquer de nombreux exemples analogues. Mais il est clair de tout ce que nous avons dit que pour automatiser la construction

des machines quand il s'agit de petite série il faut mettre en jeu de nouveaux moyens d'automatisation permettant d'éliminer une grande partie de travaux manuels depuis le dessin et jusqu'à la pièce achevée.

L'apparition des moyens modernes d'automatique et des calculatrices a permis de mettre au point de nouveaux principes de construction des systèmes automatiques pour la commande des mécanismes exécutifs. Dans ces systèmes les données numériques préparées

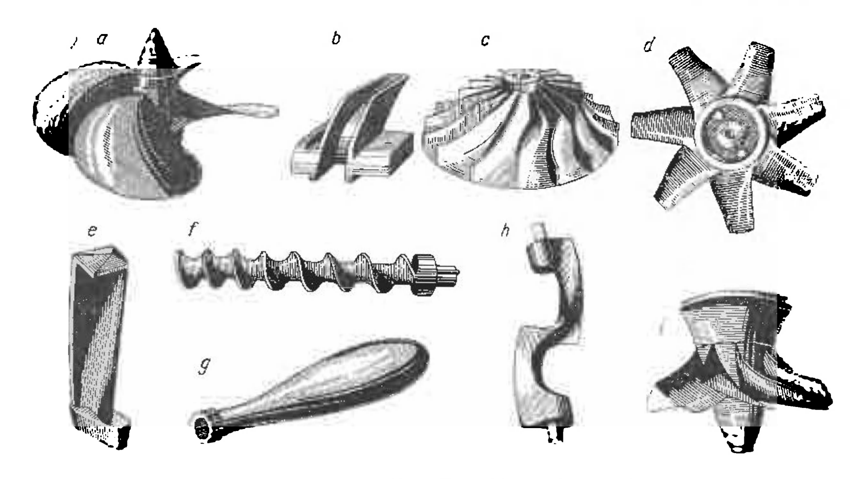


Fig. 10-9. Exemples de pièces façonnées

du dessin sont introduites directement dans la machine en évitant les travaux manuels auxiliaires et en assurant l'usinage automatique de la pièce. De tels systèmes de commande automatique sont appelés systèmes numériques des commandes à programme ou simplement systèmes numériques de commande.

Il existe deux groupes de systèmes numériques de commande déterminés par les conditions techniques de fonctionnement des machines commandées. Dans le premier de ces systèmes il faut assurer la position de la pièce par rapport à l'outil à certains moments discrets. La nature de la trajectoire du déplacement d'une position à une autre n'a pas d'importance (perceuses, poinçonneuses, etc.). Le système de commande de ce groupe de machines est appelé *système numérique de commande de la position.*

Le second groupe de machines exige la commande continue du mouvement de la pièce usinée par rapport à l'outil (fraiseuses pour l'usinage des estampes et des matrices, machines d'oxycoupage, etc.). Le système de commande de ce groupe de machines est appelé *système numérique de commande du mouvement.*

La différence entre ces deux systèmes s'émousse de plus en plus avec le développement de la commande numérique et l'emploi plus élargi des machines-outils de coupe à opérations multiples (forage, alésage, fraisage, etc.). La fig. 10-10 donne la photographie d'une telle machine-outil. Ces machines-outils sont commandées à l'aide de système universel de commande numérique permettant de réaliser le positionnement et le contrôle du mouvement. Ces systèmes sont généralement dotés de programme qui délivre en plus de l'information géométrique un grand nombre de commandes technologiques

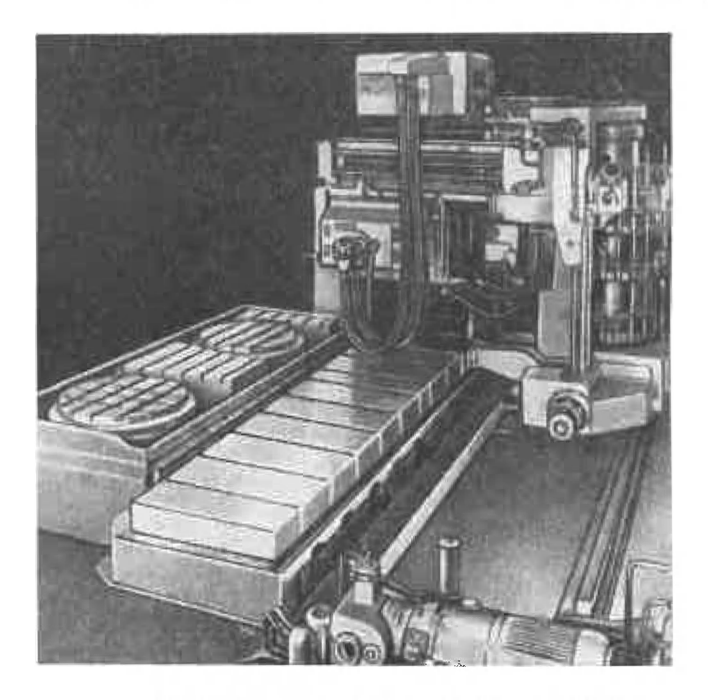
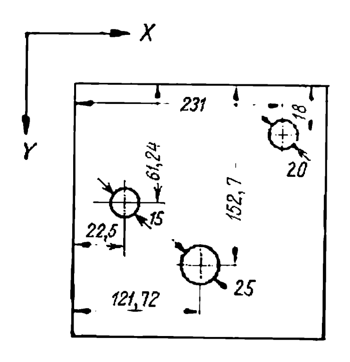


Fig. 10-10. Machine-outil à opérations multiples

et auxiliaires (changement d'outil, variation de vitesse, mise en service ou hors service du dispositif de refroidissement, etc.). Examinons le parcours des données numériques (de l'information) depuis le dessin jusqu'à la machine technologique. Vu l'utilisation d'une commande numérique à programme le dessin subit quelques changements par rapport au dessin classique. En particulier l'inscription des cotes se fait en tenant compte de la commodité de la programmation ultérieure et parfois le dessin est moins détaillé vu qu'il n'arrive pas directement au poste de travail. La fig. 10-11 montre l'exemple d'une carte comportant les coordonnées calculées.

D'après ce dessin le technicien de méthodes envisage le parcours et le régime de déplacement de la pièce à usiner par rapport à l'outil. Lorsqu'il s'agit d'exécution des opérations technologiques par des machines à système numérique de commande de la position, il n'est pas nécessaire d'utiliser des calculatrices pour les calculs ultérieurs de la trajectoire de l'outil par rapport à la pièce ; le technicien fixe d'avance toutes les données pour la préparation du programme qui ensuite est introduit directement dans le système de commande de la machine-outil. L'introduction du programme est souvent réalisée



N° de cadre	X					Inversion	Y					Inversion	Légendes
I	0	2	2	5	0		0	6	1	2	4		Perçage ⌀20
[illegible]	1	2	1	7	2		1	5	2	7	0		Perçage et alésage ⌀25
III	2	3	1	0	0		0	1	8	0	0		Perçage ⌀15

Fig. 10-11. Exemple d'une carte avec les coordonnées calculées

au moyen d'un ruban perforé ou d'une carte perforée. Sur les rubans perforés les ordres sont inscrits en code facilement compréhensible pour le personnel de service. Un tel code est généralement décimal (fig. 10-12,*a*) ou décimal codé (fig. 10-12,*b*).

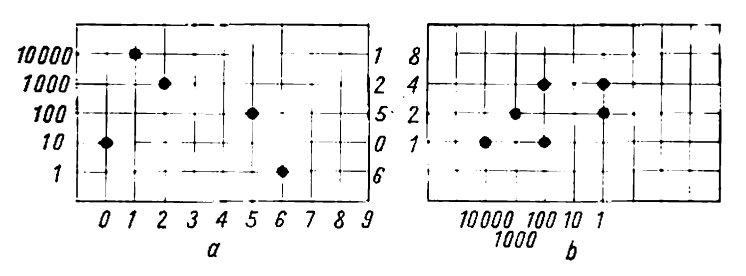


Fig. 10-12. Exemples d'inscription codée

Avec le code décimal à chaque chiffre de l'ordre décimal correspond une position déterminée du trou dans le ruban de façon que pour chaque ordre il faut dix places. Dans le code décimal codé chaque ordre décimal est formé par la combinaison de quatre chiffres

qui assure tous les chiffres de 0 à 9 et de cette façon dans ce code il faut quatre places sur le ruban pour chaque ordre. Le plus souvent est utilisé le code 8 4 2 1. Il est à noter que la lisibilité des chiffres dans ce code après un certain temps de travail est la même qu'avec un code décimal pur. Sur la fig. 10-12,*a* et *b* est indiquée l'inscription du nombre 12506 dans les deux codes. Les codes chiffrés sont généralement employés si le volume d'information n'est pas grand. Dans le cas contraire, on a souvent recours aux codes chiffrés alphabétisés et au codage adressé dans lequel l'information chiffrée suit l'adresse alphabétique. Le code de l'adresse alphabétique fixe les cellules de la mémoire vers lesquelles est envoyée l'information chiffrée qui suit l'adresse. Un tel mode d'inscription du programme permet de réduire sensiblement la longueur du porteur d'information par omission des adresses à valeur d'information chiffrée nulle et des ordres se répétant dans la nouvelle information délivrée.

10-6. Utilisation des calculatrices électroniques pour la commande programmée des machines-outils à travailler les métaux

Lors de l'utilisation d'une calculatrice pour la programmation du traitement des trajectoires complexes de mouvement, la machine livre un ruban perforé qui comme nous l'avons déjà indiqué est dirigé directement dans le lecteur de la machine ou dans le dispositif de décodage et d'enregistrement sur une bande magnétique.

Dans les deux cas, il faut assurer le décodage, c'est-à-dire la transformation des nombres « incompréhensibles » pour les éléments exécutifs du système en paramètres physiques « compréhensibles » pour ces éléments. On utilise comme paramètres la fréquence et le nombre d'impulsions, la phase du signal de commande par rapport au signal de référence et le niveau de tension.

Généralement on cherche à simplifier autant que possible le système de commande de la machine technologique et pour cette raison on sépare le dispositif décodeur en introduisant le programme inscrit sur la bande magnétique. Sur cette dernière le programme est inscrit sous forme déchiffrée.

Examinons le principe de fonctionnement d'un dispositif décodeur avec transformation d'un programme codé pour lui donner une forme impulsionnelle. La trajectoire de mouvement de l'outil par rapport à la pièce (fig. 10-13) est rendue approximative par des tronçons de droite dont la longueur est déterminée par l'écart admissible depuis la courbe géométrique. Sur un ruban perforé sont inscrits les nombres correspondant aux déplacements suivant l'axe des coordonnées en unités de valeur des impulsions des transmetteurs de réaction. Pour que l'outil se déplace suivant la portion donnée de la droite il faut que pendant le parcours du chemin Δx suivant un axe le chemin Δy soit parcouru suivant l'autre axe. A cette

fin sur une bande magnétique le long de la piste du signal de commande de déplacement suivant l'axe x sont inscrites $\frac{\Delta x}{\delta}$ impulsions et suivant l'axe y, $\frac{\Delta y}{\delta}$ impulsions, où δ est la valeur de déplacement d'une impulsion. Depuis le générateur pilote *1* (fig. 10-14) les impulsions sont appliquées par l'intermédiaire du bloc de réglage de la vitesse *2* au diviseur décimal codé *3-6* dont chaque sortie est liée aux circuits correspondants du relais de mémorisation. Ces circuits en fonction des nombres venant de la bande sont préparés de façon que lors du passage par le diviseur les circuits seront parcourus par des impulsions dont le nombre



Fig. 10-13. Approximation de la trajectoire de mouvement d'un outil: *1* — fraise; *2* — trajectoire de mouvement du centre de la fraise; *3* — contour de la pièce usinée

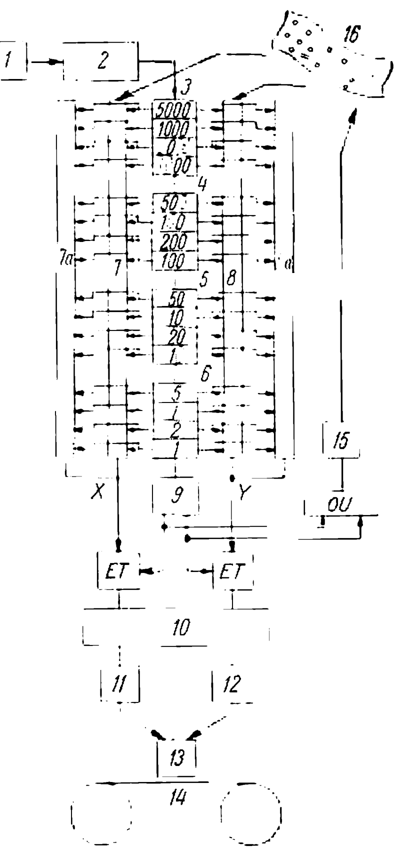


Fig. 10-14. Schéma du dispositif pour l'enregistrement sur une bande magnétique

prélevé sur chaque ordre décimal du diviseur pendant le temps de remplissage de tous les ordres du compteur est égal à $k \cdot 10^{n-1}$; on a ici n, le numéro de l'ordre décimal en comptant depuis la fin; k est le nombre du code.

Pour assurer la sortie continue des impulsions du dispositif on a prévu deux mémoires intermédiaires *7*, *8* et *7a*, *8a*; de cette façon

lors du fonctionnement d'une mémoire l'autre est préparée. La commutation depuis une mémoire sur une autre est assurée par le signal de sortie depuis le dernier ordre du diviseur qui commute le trigger *9* et ce dernier prépare tel ou tel schéma de coïncidence « *ET* » et de cette façon connecte les circuits correspondants des signaux de sortie. Les impulsions sortant par les circuits de mémoire après l'amplification (*11*, *12*) sont appliquées à la tête d'enregistrement *13* pour l'enregistrement des impulsions sur la bande magnétique *14*.

Le dispositif décodeur permet de transmettre les commandes directement à la machine-outil à partir du ruban perforé. Dans ce cas les impulsions de sortie du décodeur sont envoyées à l'entrée du système d'impulsion asservi. Le technicien inscrit successivement sur des cartes spéciales toutes les valeurs de déplacements suivant les axes de coordonnées, les vitesses de déplacement, etc. (fig. 10-11).

Mais s'il s'agit de la programmation du travail d'une machine à système numérique de commande du second groupe lors de l'étude des trajectoires spatiales complexes, c'est une calculatrice électronique rapide qui est chargée de l'exécution de tous les calculs. On a introduit d'avance dans cette machine tous les sous-programmes de calcul de tous les modèles géométriques principaux que l'on trouve dans la construction des machines (droite, cercle, ellipse, cylindre, cône, sphère, hyperboloïde de révolution, etc.). Ensuite le programmeur fixe l'ordre de combinaison de ces modèles géométriques, leurs paramètres et les conditions technologiques requises: dimensions de l'outil, régimes de travail, précision de calcul, etc. Chaque sous-programme a sa dénomination que le programmeur inscrit de façon que le programme prend une forme analogue à celle d'un télégramme. Ensuite le programme composé passe dans un dispositif perforateur où est préparé un ruban pour la commande de la calculatrice ou directement pour la commande de la machine technologique.

Dans le premier cas la calculatrice livre un ruban perforé envoyé directement dans la machine technologique ou dans un dispositif pour la transcription depuis le ruban perforé sur une bande magnétique et cette dernière est mise dans la machine technologique commandée.

L'introduction du programme est réalisée le plus souvent sur un ruban perforé. Parfois on prévoit la possibilité de réaliser à la main les déplacements directement dans la machine technologique à l'aide de commutateurs. Sur des rubans perforés on utilise une inscription codée qui, comme nous l'avons mentionné, est généralement décimale ou un code décimal codé.

Outre le décodeur déjà décrit à interpolation linéaire, sont d'un emploi très courant les dispositifs à interpolation linéaire et circulaire qui permettent de réduire sensiblement le volume d'informa-

tion nécessaire au travail de pièces et dont le contour est composé de deux cercles et de segments de droites.

Pour la construction de systèmes de commande numérique de diverses applications, on fait actuellement le plus souvent appel an principe d'organisation en sous-ensembles de base de nomenclature limitée.

La fig. 10-15 nous fournit un exemple de schéma-bloc d'un système de positionnement monté sur ce principe. L'information x_i,

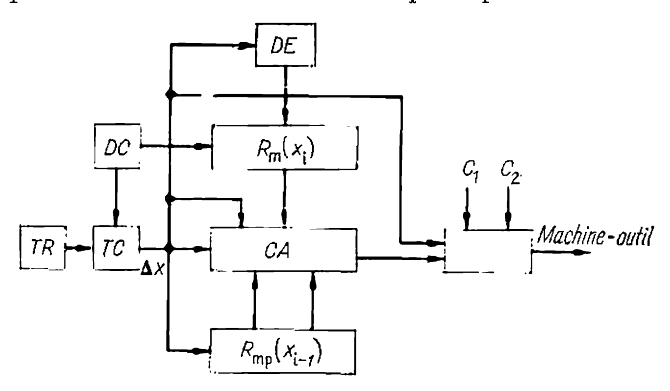


Fig. 10-15. Schéma-bloc du système de positionnement à commande numérique

lue sur le ruban perforé par le dispositif d'entrée *DE*, est contrôlée, transformée en code approprié et reçue par le registre de mémoire R_m. Le registre de mémoire de position R_{mp} concerve le code de position de l'organe d'opération de la machine-outil par rapport au seuil imposé x_{i-1}. Le signal arrivant du transmetteur de réaction *TR*, lié à l'organe d'opération, est transformé par le bloc transcodeur *TC* en code du système. Le *TC* est interrogé environ 500 fois par seconde et envoie au calculateur arithmétique *CA* le code de l'accroissement du déplacement subi durant l'intervalle de deux interrogations successives (du transcodeur) Δx. Au cours du déplacement de l'organe d'opération, l'accroissement Δx est ajouté à l'information x_{i-1} conservée dans le registre R_{mp} et la somme obtenue est emmagasinée dans le registre R_{mp}. Puis le nouveau contenu de la mémoire égal à $x_{i-1} + \Delta x$ est prélevé du registre de mémoire R_m (x_i) et le résultat est comparé avec les constantes C_1, C_2.

Si cette différence atteint la valeur des constantes C_1, C_2, l'ordre de diminuer la vitesse est donné. Pour $x_i - (x_{i-1} + \Delta x) = 0$, c'est l'ordre d'arrêt de l'organe d'opération de la machine-outil qui est émis. Le cycle de travail décrit se répète en entier avec la fréquence d'interrogation du transcodeur *TC*.

Le fonctionnement du système est contrôlé par le dispositif de commande *DC* réalisé selon l'algorithme examiné.

Dans le système décrit on utilise différentes sortes de transmetteurs (impulsifs, de phase, de code) ainsi que des moteurs variés pour l'entraînement de l'organe d'opération. Corrélativement on modifie les dispositifs reliant le groupe calculateur au transmetteur de réaction et au moteur d'entraînement d'avance.

L'emploi d'un calculateur central permet de procéder à des corrections du programme à l'aide d'un pupitre de commande manuelle pour compenser l'influence de nombreux facteurs incontrôlables au cours de la préparation du programme mais qui peuvent être introduits après l'usinage de la première pièce, sans changer le programme établi.

De la même façon on peut construire d'autres systèmes, système de commande des mouvements ou système universel. Dans ces cas les composants du système, comme le dispositif d'entrée, celui de calcul, celui de liaison avec le transmetteur de réaction, celui de commande du moteur d'entraînement, ceux de formation d'ordres technologiques et auxiliaires, ainsi que de nombreux autres, peuvent être mis en place sans modifications. Seuls changeront le nombre de registres de la mémoire R_m et le dispositif de commande *DC* qui doit être conçu en fonction de l'algorithme de travail imposé, du mode d'interpolation choisi, etc.

Bien qu'ils offrent de nombreux avantages liés à l'éventail de leurs applications technologiques et à la souplesse de la commande des machines-outils, les systèmes à ruban perforé sont des installations très compliquées à grand volume d'équipements électroniques. C'est pourquoi dans bien des cas on a recours à des systèmes de commande numérique du mouvement avec introduction de programmes sur bande magnétique.

Le programme est généralement formulé sous forme d'impulsions de commande portant chacune une information sur le déplacement élémentaire ou le changement de phase des impulsions par rapport à une référence de base. La structure du système de copiage est déterminée par le mode de présentation du programme et le type du transmetteur de réaction. L'organe commandant la machine-outil est alors sensiblement simplifié.

Les systèmes fermés de commande numérique utilisant des transmetteurs de parcours (transmetteurs de réaction) sont employés pour l'automatisation des machines-outils lourdes (avec déplacement des outils de plus de 1 mètre) ainsi que des machines-outils de haute précision et de petit et moyen encombrement.

Le système fermé de commande numérique par programme est examiné dans le cas d'une fraiseuse asservie suivant trois coordonnées (modèle 6441Π de la fig. 10-16) qui est principalement destinée

à l'usinage d'étampes volumiques de forme compliquée ainsi que de pièces façonnées en acier.

L'entraînement de la table et de la tête porte-broche dans le sens horizontal et vertical est assuré au moyen de moteurs à courant continu commandés par amplificateurs rotatifs. La vitesse et le déplacement des organes actifs de la fraiseuse sont fonction de la

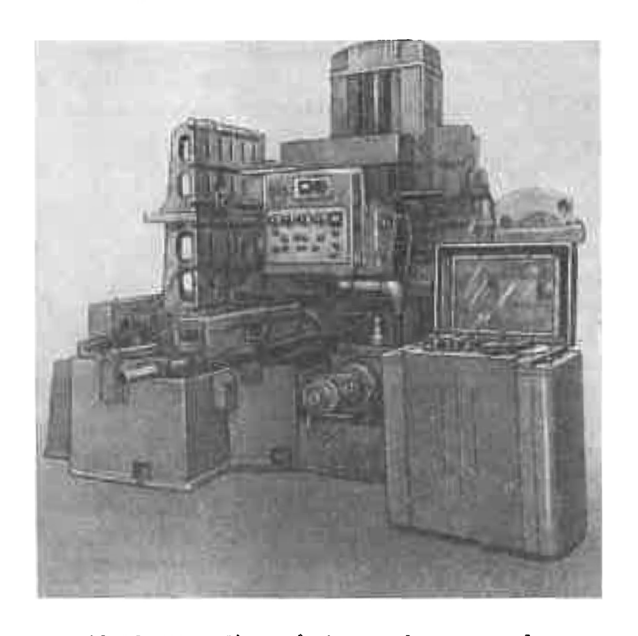


Fig. 10-16. Vue d'une fraiseuse à commande programmée

valeur et du signe de la tension appliquée aux enroulements de commande des amplificateurs rotatifs.

La machine-outil est munie de transmetteurs de parcours et de systèmes de commande numérique contrôlant constamment la correspondance des valeurs imposées et des valeurs réelles de déplacement du mécanisme d'opération.

Le déplacement des organes actifs est contrôlé à l'aide de transmetteurs impulsifs à phase variable exploitant le principe d'induction. Le programme de travail de la machine-outil est introduit au moyen d'une bande magnétique de façon identique au cas examiné plus haut.

Le schéma de principe du transmetteur est donné sur la fig. 10-17. Son système magnétique comprend l'échelle *1* et la vis *2* entraînée par le moteur synchrone *3*. L'échelle est munie de dents de pas t, quant à la vis elle est filetée avec le même pas. Lorsque la vis tourne

avec une vitesse angulaire constante ω, les sommets des filets se déplacent le long de l'échelle avec une vitesse linéaire ωt. La résistance magnétique de l'entrefer dans la zone échelle-vis subit dans ce cas des variations. Ceci entraîne, sous une prémagnétisation appropriée, la variation du flux magnétique dans le noyau et par conséquent l'apparition dans le secondaire de la f.é.m. induite

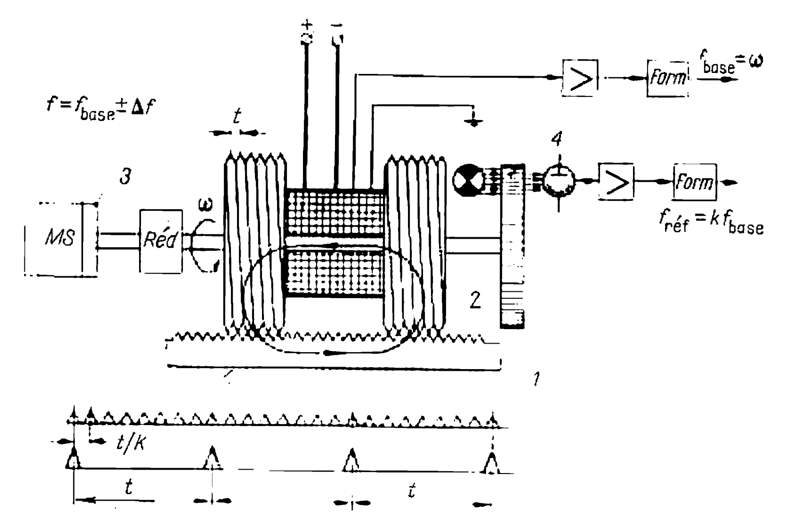


Fig. 10-17. Schéma d'un transmetteur d'induction avec impulsions à phase variable

$e = d\Phi/dt$ variant suivant la loi périodique avec la fréquence f_{base} répondant à la vitesse ω.

Si l'organe actif se déplace, la vis qui en est solidaire subit un déplacement par rapport à l'échelle entraînant la variation de cadence des signaux dans le secondaire: $f = f_{\text{base}} \pm \Delta f$. L'axe de la vis porte en outre un transmetteur de cadence *4* (à induction ou à effet photo-électrique) élaborant une fréquence constante de référence $f_{\text{réf}}$ qui est supérieure à f_{base} de k fois. Le rapport k est choisi en fonction du déplacement minimal qui doit être imposé au système de commande numérique (discontinuité d'introduction d'information). En outre, la valeur $k/2$ (nombre d'impulsions) ou $t/2$ (mm) correspond à la désadaptation maximale admissible pour laquelle il n'y a pas de perte d'information. Cette valeur est choisie, en règle générale, en fonction des paramètres dynamiques du système d'entraînement d'avances.

Pour supprimer les incidences du battement radial de la vis sur la précision de mesure de la phase du signal, on choisit la vis à filets multiples (habituellement le nombre de filets est $m = 10$), ce qui

permet de séparer électriquement la fréquence de base f_{base} de celle due au battement radial du système qui s'y ajoute.

Le schéma-bloc du système basé sur le principe de génération d'impulsions à phase variable avec un transmetteur impulsif à phase variable comme transmetteur de parcours est donné sur la fig. 10-18.

Les impulsions du programme n (s) parviennent, suivant le sens imposé de déplacement de l'outil, par l'un des canaux à l'entrée

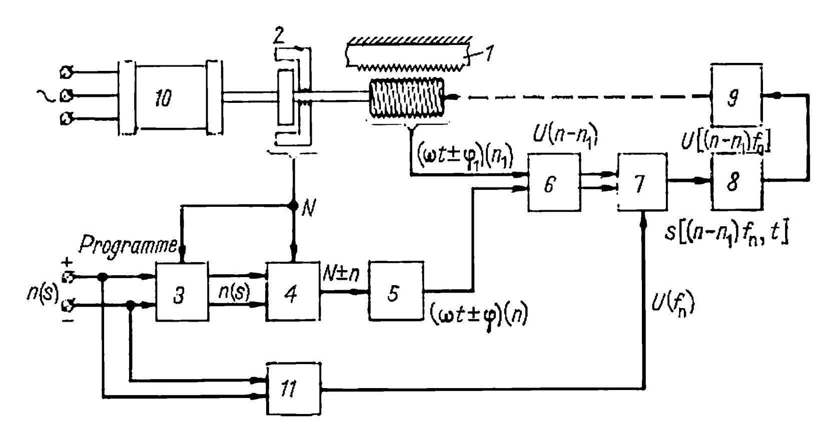


Fig. 10-18. Schéma-bloc d'un système d'impulsions à phase variable

du circuit de synchronisation *3*. Sa fonction est de synchroniser les impulsions de commande avec les impulsions N émises par le transmetteur de cadence *2* ($f_N \gg f_{n\,\max}$). Après quoi les impulsions n (s) sont reçues à l'entrée du circuit transformateur composé d'un bloc de sommation-soustraction *4* et d'un diviseur *5*. Le bloc *4* effectue l'addition ou la soustraction (suivant le sens de déplacement imposé) des impulsions n (s) et des impulsions N issues du transmetteur de cadence ; le diviseur *5* reçoit ainsi à son entrée une séquence d'impulsions $N \pm n$. La capacité du diviseur est choisie égale au rapport $f_{\text{léf}}/f_{\text{base}} = k$, c'est pourquoi en l'absence d'impulsions commandées, le mécanisme d'opération étant au repos, la désadaptation en phase entre les impulsions émises par le transmetteur à vis et celles disponibles à la sortie du diviseur est nulle. L'arrivée des impulsions de programme provoque un décalage de phase entre les impulsions issues du diviseur et les signaux envoyés par le transmetteur à vis. Ce décalage une fois transformé par le convertisseur de phase, le trigger, en tension commande la vitesse du moteur d'avances.

Le déplacement du mécanisme d'opération et du transmetteur à vis qui en est solidaire provoque dans ce dernier un décalage de phase de valeur identique.

10-7. Commande programmée par moteurs pas à pas

Pour la commande programmée numérique de machines-outils de faibles dimensions (à déplacement de la table jusqu'à 1 mètre) et de précision moyenne, on a jugé rationnel d'utiliser les moteurs pas à pas où le déplacement angulaire du rotor répondant à l'impulsion de commande est dosé. On utilise à cette fin des systèmes ouverts dans lesquels les impulsions de programme sont directement envoyées aux moteurs opérateurs sans vérification de leur travail exécuté (sans transmetteur de réaction).

Le principe de fonctionnement des moteurs pas à pas est fondé sur la variation discrète (par saccades) d'état du champ électromagnétique dans l'entrefer de la machine, sous l'effet de l'excitation impulsionnelle de ses enroulements. L'excitation impulsionnelle est réalisée par un commutateur électronique qui transforme la séquence monocanal d'impulsions de commande de faible puissance en un système multiphase de tensions s'appliquant aux enroulements (phases) du moteur pas à pas.

Les exigences du contrôle programmé trouvent leur meilleure satisfaction au point de vue de rapidité de réponse, de stabilité de mouvement, de degré de discontinuité, alliés à un système de commutation fiable, dans le cas d'utilisation de moteurs pas à pas multiphases ($m \geqslant 3$) dont les bobinages sont alimentés séparément ou par groupes au moyen d'impulsions de tension rectangulaires unipolaires. Constructivement, ces moteurs constituent de machines synchrones modifiées soit à induction, soit à réaction, munies d'aimants permanents sur le rotor. Au caractère discontinu de variation de tensions en phases on voit correspondre une rotation discrète du champ électromagnétique dans l'entrefer utile du moteur, le mouvement du rotor est ainsi constitué d'une succession de pivotements élémentaires, ou de pas, s'effectuant selon la loi non périodique ou oscillatoire.

Le nombre d'états électriques différents du moteur est qualifié de nombre de temps de commutation. La valeur du pas exprimée en grades mécaniques est déterminée par le nombre de temps de commutation n et le nombre de paires de pôles p du moteur, soit:

$$\alpha = \frac{360°}{pn}.$$

Le moteur pas à pas associé au commutateur électronique transforme la séquence d'impulsions de commande en angle et vitesse de rotation de l'arbre opérateur. L'angle de rotation résultant est proportionnel au nombre d'impulsions et la vitesse, à la fréquence. L'amplitude et la forme d'impulsions peuvent varier dans des limites imposées sans nuir au fonctionnement normal du système et à sa précision. En l'absence de signal à l'entrée du commutateur

électronique, la commutation des bobinages ne se produit pas et le champ dans l'entrefer reste immobile. Le système de commande enregistre, c'est-à-dire conserve, les coordonnées finales de tout déplacement à des fractions du pas près. A la différence des moteurs synchrones, le moteur pas à pas est prévu pour un accrochage de l'état de repos et un freinage électrique forcé. D'où la possibilité, dans la plage de fréquences de travail, d'un démarrage, arrêt ou inversion instantanés, sans perte d'information, c'est-à-dire sans pas manqués. Une transformation logique des impulsions d'entrée de faible puissance permet de faire varier sensiblement le pas du moteur et d'obtenir des départs et des arrêts sans vibrations d'arbre au bout du pas ou, au contraire, de supprimer presque totalement la discontinuité de mouvement en faisant exécuter à l'arbre du moteur une rotation synchrone.

Le pas du moteur peut être choisi aussi petit que possible suivant le degré de précision exigé, ce qui permet au système de commande par moteur pas à pas de reproduire tous les mouvements mécaniques accessibles aux systèmes de commande continue.

Les propriétés énumérées permettent de définir la commande discontinue par moteur pas à pas comme une commande asservie impulsionnelle synchrone qui cumule les facultés de régulation par variation de fréquence de grande amplitude de la vitesse (jusqu'à une valeur nulle) avec celles de commande numérique de parcours.

Le moteur pas à pas peut être couplé à sa sortie à un amplificateur qui se présente habituellement sous la forme d'un système asservi autonome. Dans ce cas, le moteur pas à pas ne fait que transformer le signal impulsionnel en déplacement angulaire ou linéaire de l'organe pilote du système. Ce rôle peut être joué par le transformateur rotatif, le selsyn, le tiroir de l'amplificateur hydraulique, etc. Si la puissance demandée est faible, le moteur pas à pas s'enchaîne directement au mécanisme d'entraînement. Nous donnerons plus bas des exemples d'applications de moteurs pas à pas dans des machines-outils commandées par programme et entraînées directement ou indirectement par amplificateur hydraulique.

On fabrique en U.R.S.S. en série une large gamme de moteurs pas à pas. Les moteurs magnéto-électriques à quatre phases des sigles ШДА et ШД ont un pas de 22,5 et 18° respectivement. Les moteurs à induction à quatre phases de sigle ШДР garantissent des pas de 15 à 3°. En outre, il y a des moteurs de force du type pas à pas destinés à l'industrie de machines-outils métallurgiques (ШД-4) à couple nominal s'élevant jusqu'à 35 Nm et des moteurs pas à pas entrant dans la composition des ensembles de système de commande discontinue de machines-outils à programme.

La fig. 10-19 donne une coupe transversale d'un moteur à induction à quatre phases (ШД-4). Dans la carcasse *1* a été empilé sur presse un paquet de tôles statoriques *2* à huit saillies polaires den-

tées. Le rotor denté *3* est également constitué d'un empilement de tôles d'acier électrique. Le nombre de dents Z_p du rotor correspond au nombre p de paires de pôles du moteur et à la valeur du pas (pour le schéma imposé de commutation des bobinages). Les dents des saillies polaires du stator sont exécutées avec le même pas que pour le rotor, tandis que les peignes voisins du stator sont décalés de 1/4 de dent par rapport à ceux du rotor. Toutes les deux bobines (*4*) de deux pôles opposés du stator sont reliées en série pour un seul enroulement de commande (phase). Les phases statoriques sont groupées en étoile à quatre rayons à point de sortie commun comme c'est indiqué sur la fig. 10-20. Le fil commun des bobinages est connecté au pôle « négatif » d'une source à courant continu, tandis qu'aux entrées des phases est débité successivement en séquence circulaire ou deux par deux, par l'intermédiaire d'amplificateurs de puissance fonctionnant en régime de commutation et commandés par le commutateur électronique, un potentiel positif. Les enroulements de phases distinctes sont donc sous une tension impulsionnelle unipolaire. Lorsque le courant traverse une ou deux phases voisines, le rotor du moteur pas à pas tend à occuper la position pour laquelle les dents rotoriques se placent suivant les axes des dents statoriques de peignes excités. Puisque les dents de peignes voisins du stator sont décalées de 1/4 de dent par rapport à celles du rotor, le transfert d'excitation par commutation des bobines à une paire voisine de pôles statoriques de signe opposé provoque un déplacement angulaire du rotor d'un pas égal à 1/4 de dent. En grades mécaniques nous

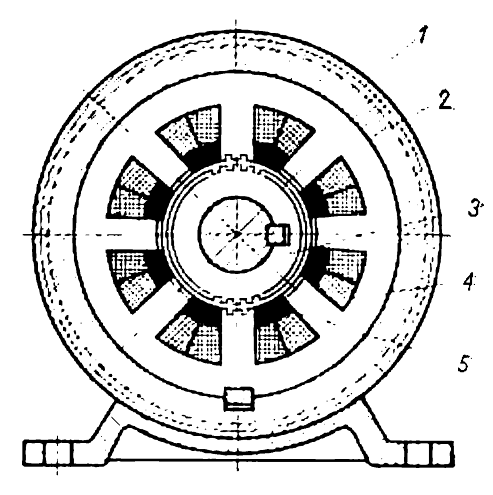


Fig. 10-19. Coupe transversale d'un moteur pas à pas à quatre phases

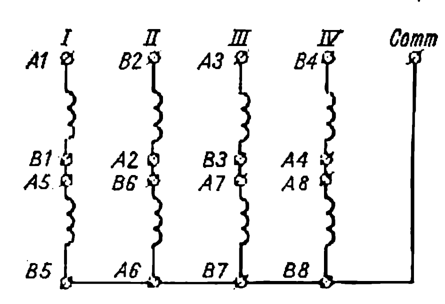


Fig. 10-20. Schéma de connexion des enroulements d'un moteur pas à pas

pouvons écrire

$$\alpha = \frac{360°}{nZ_p}.$$

Les moteurs pas à pas (ШД4-0,2, ШД4-0,5, ШД4-1,5) du type de moteurs de puissance ont 34 dents sur le rotor et un pas $\alpha = 2{,}65°$ pour quatre commutations par cycle. Leur vue extérieure est donnée sur la fig. 10-21.

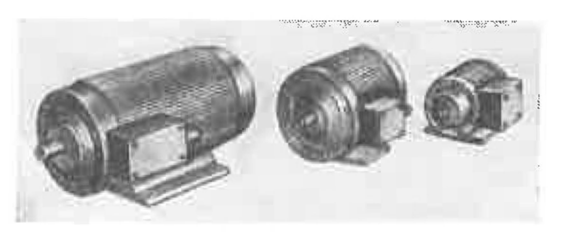


Fig. 10-21. Vue des moteurs pas à pas

Les moteurs pas à pas à réaction (ШД5, ШД4, ШД4Б), utilisés pour la commande de machines-outils de coupe des métaux, sont de construction analogue. Ils diffèrent seulement par leur bobinage statorique triphasé et donc ses six saillies polaires et un décalage des dents statoriques voisines de 1/3 de dent.

Le commutateur électronique associé au moteur pas à pas comporte généralement trois éléments fonctionnels: le formateur, le distributeur d'impulsions et l'amplificateur de puissance.

Le formateur remplit la fonction du filtre de seuil et est un élément essentiel de tous les montages de commande de moteurs pas à pas à l'exception des cas, où les paramètres des signaux de commande sont préalablement adaptés au distributeur d'impulsions. Les exigences que doit remplir le formateur sont indépendantes du type et de la puissance du moteur et se rapportent uniquement au genre du signal de commande et au système adopté d'éléments logiques types.

Le distributeur d'impulsions transforme la séquence de commandes formées en un système multiphase de tensions rectangulaires à facteur de forme imposé et se réalise en forme d'anneau de comptage réversible. Le nombre de cellules de l'anneau correspond au nombre de temps de commutation par cycle, c'est-à-dire au nombre d'états électriques du système. Dans les systèmes réversibles, la commutation de l'anneau est effectuée par deux entrées. Pour imposer une séquence de commutation, on met en jeu des circuits de coïncidences avec commande potentielle à partir des éléments de l'anneau comptant et décomptant.

Les tensions issues du distributeur d'impulsions sont amplifiées dans chaque voie, dont le nombre est toujours égal à celui de phases

du moteur pas à pas, puis appliquées à ses enroulements. Les moteurs de faible puissance ne demandent pas d'amplification préalable de signaux appliqués à l'entrée du distributeur d'impulsions. Les fonctions de distribution d'impulsions suivant le nombre exigé de voies et de leur amplification sont alors assurées par le distributeur d'impulsions.

Les enroulements du moteur pas à pas sont excités, à l'arrivée des impulsions de commande, soit un à un, soit par groupes égaux, soit par groupes inégaux. On obtient de cette façon des modifications appropriées de caractéristiques dynamiques du moteur et le changement de la valeur du pas. Le système de commutation est qualifié de symétrique au cas où les temps de commutation d'ordre pair et impair correspondent à des excitations d'un nombre égal d'enroulements. Dans le cas contraire la commutation est dite asymétrique.

Dans les montages de commande potentielle les tensions appliquées aux enroulements du moteur ne varient qu'à l'arrivée des impulsions de commande. En l'absence du signal à l'entrée du commutateur, l'enroulement ou le groupe d'enroulements du moteur excités par la dernière impulsion précédant la série de commandes demeurent sous tension et sont parcourus par un courant continu. La position du rotor est fixée par le champ statorique immobilisé.

Le nombre de temps de commutation par cycle du commutateur électronique est fonction du nombre de voies de sortie et du mode de commutation des bobinages. Dans le cas général de commutation symétrique, avec le nombre de phases $m \geqslant 2$, le nombre de temps dans le cycle est $n = m$. Au passage à la commutation asymétrique qui est possible pour $m \geqslant 3$, le nombre de temps est doublé ($n = 2m$). Les systèmes employés de commutation de moteurs pas à pas triphasés et quadriphasés sont caractérisés dans le tableau 10-1, où les chiffres entre parenthèses désignent le (ou les) numéro(s) d'enroulements voisins du moteur excités à l'arrivée d'une impulsion de commande. Au cas d'excitation simultanée de deux ou trois enroulements, leurs numéros sont exprimés par des nombres à deux ou trois chiffres respectivement.

Les diagrammes temporels de tensions agissant à la sortie du commutateur électronique, correspondant au tableau 10-1, sont donnés sur la fig. 10-22. Le tableau et les diagrammes de la fig. 10-22 sont adoptés comme base de classification de commutateurs électroniques unifiés.

Les systèmes de commande discontinue à moteur pas à pas peuvent être réalisés entièrement au moyen d'éléments logiques normalisés relevant de la technique de calcul. La série d'éléments semiconducteurs, logiques et fonctionnels se prête de la façon particulièrement efficace à la solution de ces problèmes.

29—0143

Tableau 10-1

Nombre de phases (voies)	Genre de commutation	Nombre de temps de commutation	Cycles de commutation des enroulements	Diagramme fig. 10-22
3	Asymétrique	3	(1)—(2)—(3)—...	*a*
			(12)—(23)—(31). .	*b*
4	Asymétrique	6	(1)—(12)—(2)—(23)—(3)—(31)...	*c*
		4	(1)—(2)—(3)—(4)—. .	*d*
	Symétrique		(12)—(23)—(34)—(41)...	*e*
	Asymétrique	8	(1)—(12)—(2)—(23)—(3)—(34)—(4)—(41)...	*f*
			(12)—(123)—(23)—(234)—(34)—(341)—(41)—(412)	*g*

On peut étudier le système ouvert de commande numérique à programme par moteur pas à pas sur l'exemple de commande de la fraiseuse verticale à trois coordonnées (modèle 6H13ПР). La vue de cette fraiseuse est donnée sur la fig. 10-23, quant à la fig. 10-24 elle montre une ligne de ces fraiseuses.

La fraiseuse est destinée à travailler des pièces plates ou à trois dimensions de profil compliqué du type étampes, moules de pressage, cames, etc. L'usinage en trois dimensions est réalisé par la combinaison du mouvement de la table supportant la pièce à fraiser dans le plan horizontal (dans le sens longitudinal et transversal) et du déplacement vertical de la tête de fraiseuse avec l'outil. L'avance de la table et de la tête est assurée par des moteurs pas à pas (du type ШД-4) associés aux amplificateurs hydrauliques de couple. Pour supprimer l'influence des jeux sur la précision de coupe, les entraînements affectés à toutes les avances mettent en œuvre des transmissions à vis et à billes offrant un haut rendement; quant aux chaînes cinématiques elles sont les plus courtes possibles. Le moteur assure un déplacement angulaire d'arbre dosé (de 1,5°) à chaque impulsion de commande, ce qui permet de supprimer les transmetteurs de réaction et simplifie grandement l'ensemble.

Le schéma-bloc du système de commande de la fraiseuse est donné sur la fig. 10-25. Le programme de fonctionnement est enregistré sur une bande magnétique à six pistes. Deux pistes par coordonnée sont prévues pour permettre la commande des déplacements

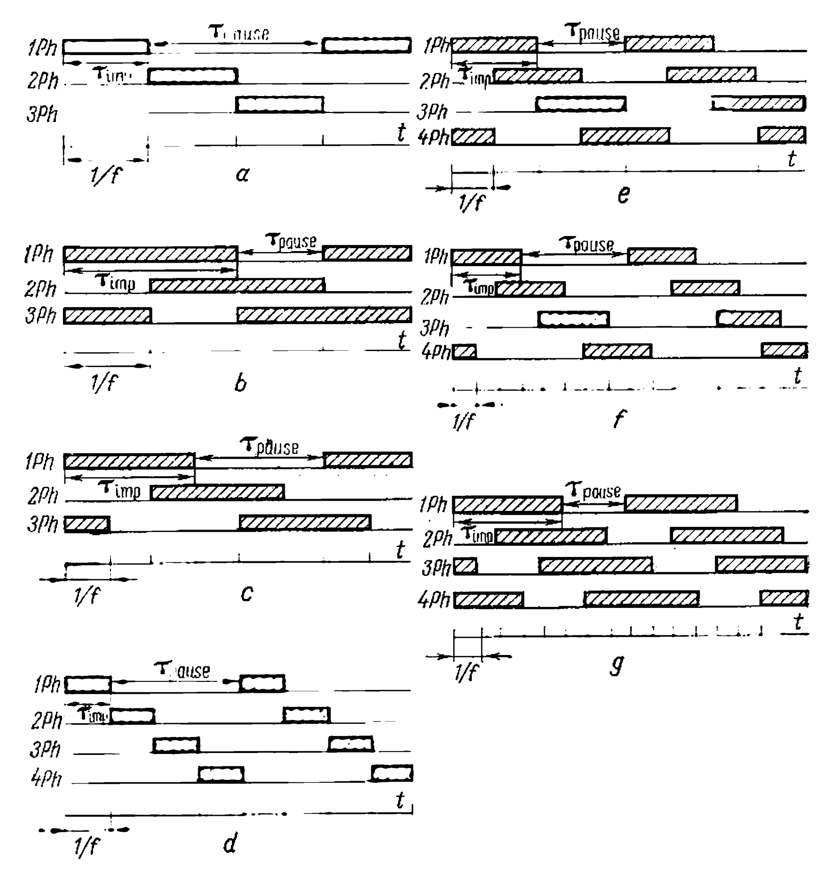


Fig. 10-22. Diagrammes temporels de tensions à la sortie du commutateur électronique

de la coordonnée en sens direct et inverse. Le programme est transmis en code unitaire sous forme de séquence d'impulsions.

Les impulsions du programme lues sur la bande magnétique après formation dans les amplificateurs de lecture *I* arrivent à l'entrée de commutateurs électroniques à trois voies et six temps. Le commutateur électronique de chacune des trois coordonnées x, y, z est composé d'un distributeur d'impulsions à trois voies (phases du moteur pas à pas) *II* et d'un amplificateur de puissance de sor-

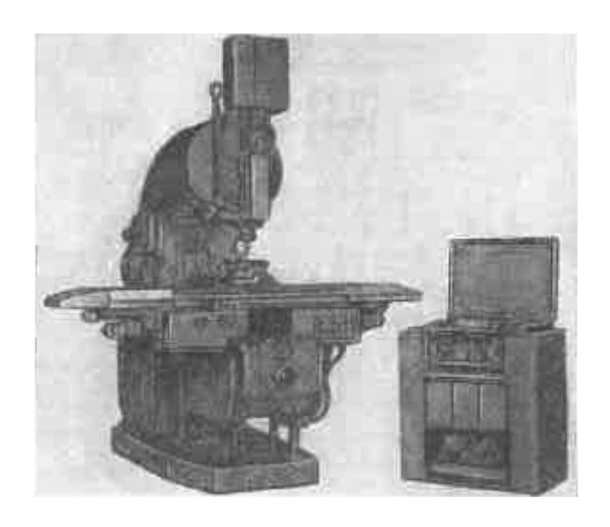


Fig. 10-23. Vue d'une fraiseuse verticale à commande programmée numérique

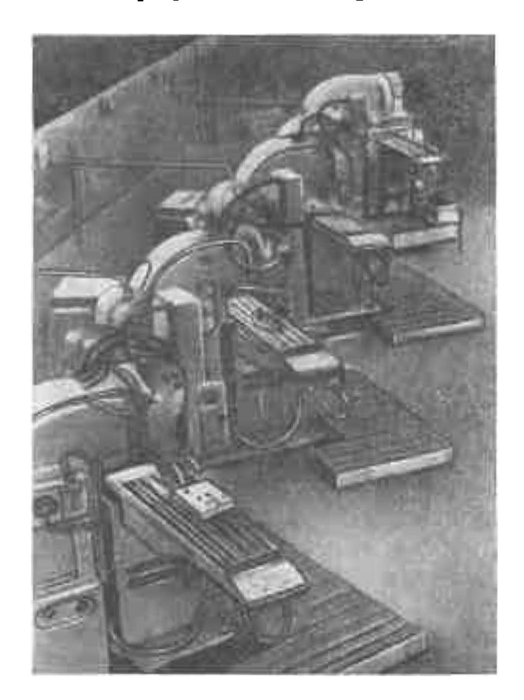


Fig. 10-24. Vue d'une ligne de fraiseuses à commande programmée numérique

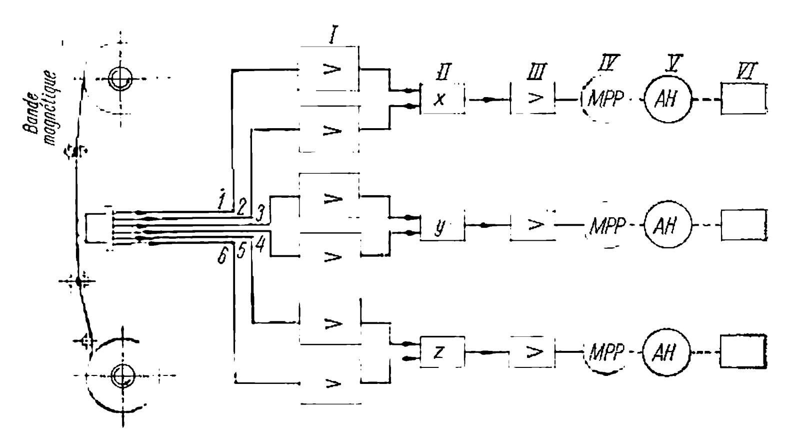


Fig. 10-25. Schéma-bloc du système de commande programmée avec moteurs pas à pas

tie *III* qui réalise la commutation des enroulements des moteurs pas à pas *IV* en séquence circulaire (1) — (12) — (2) — (23) — (3) — (31) — . . . Les moteurs actionnent les tiroirs des amplificateurs hydrauliques *AH* qui à leur tour agissent sur les organes de travail *VI*.

10-8. Commande programmée d'un dispositif de serrage de laminoir réversible

Les laminoirs à chaud réversibles (bloomings, slabbings) réalisent le laminage des lingots en plusieurs passes pour arriver aux dimensions désirées du produit fini (blooms, slabs). Après chaque passe, on modifie l'écartement des cylindres ainsi que le sens du laminage. Le réglage de l'écartement des cylindres est réalisé au moyen du dispositif de serrage par déplacement du cylindre supérieur selon un programme imposé (programme de serrage). Ce dernier est fonction des dimensions initiales du lingot, des dimensions finales de la billette, de la marque de l'acier et de la température du métal.

Pour un réglage manuel du dispositif de serrage, une haute précision ne peut être obtenue, en règle générale, qu'au détriment de l'intensité de production du laminoir. Car l'opérateur n'arrive pas à atteindre l'écartement désiré en une seule manœuvre du dispositif de serrage, il est contraint d'effectuer plusieurs manœuvres qui, naturellement, constituent des pertes de temps. Même les meilleurs opérateurs dépensent jusqu'à 40 % du temps à ces manœuvres supplémentaires.

Le contrôle du dispositif de serrage exige de l'opérateur beaucoup d'efforts physiques et de tension nerveuse. C'est ainsi que les laminoirs à production intensifiée exigent plus de 1 000 manœuvres par heure du dispositif de serrage. Il est évident que ce rythme est pratiquement insoutenable tout au long de la journée sans fausses manœuvres qui ont pour conséquence une baisse de la production et quelquefois même des accidents avec mise hors service de cylindres dont le prix est fort élevé.

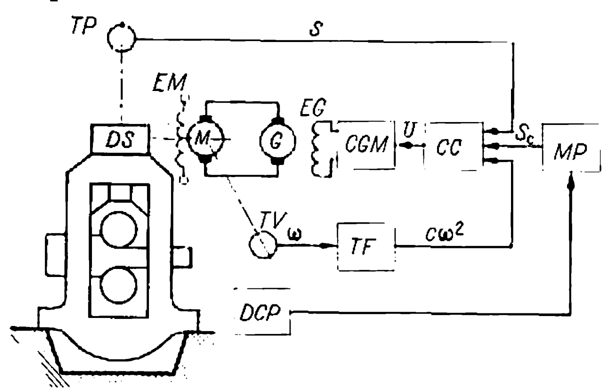


Fig. 10-26. Schéma-bloc du système programmé de commande automatique d'un dispositif de serrage

L'intérêt d'automatisation des processus de contrôle du dispositif de serrage est donc évident.

La fig. 10-26 donne un schéma-bloc généralisé du système programmé de commande automatique d'un dispositif de serrage.

Dans ce système, l'écartement des cylindres est relevé par un transmetteur de position du cylindre supérieur *TP* qui est relié mécaniquement au dispositif de serrage *DS* par l'intermédiaire d'un réducteur ou d'un « arbre électrique ».

Le programme de serrages est stocké dans le moniteur programmé *MP* et en est extrait à l'arrivée d'un signal du dispositif de comptage de passes *DCP*.

Les signaux provenant du transmetteur *TP* et du moniteur programmé *MP* arrivent au calculateur de commande *CC* où ils sont confrontés et transformés selon la loi de commande imposée (algorithme) en signal de commande. Celui-ci est transmis au circuit de commande du groupe d'entraînement génératrice moteur (CGM) du dispositif de serrage.

Le système de commande automatique du dispositif de serrage doit assurer le réglage de l'écartement des cylindres avec une précision imposée en minimum de temps. Pour cela, on doit satisfaire à deux conditions: premièrement, réaliser la mise en vitesse et le

freinage du moteur d'entraînement à une accélération et décélération constantes et maximales au possible; deuxièmement, effectuer le positionnement du cylindre supérieur au niveau imposé sans nouveau réglage.

La première condition est habituellement satisfaite en introduisant dans le système des réactions non linéaires (coupures) en courant et tension du moteur.

La seconde condition est remplie en freinant le moteur du dispositif de serrage à des moments rigoureusement déterminés.

Pour trouver ce moment, admettons que le moteur est freiné avec une décélération constante et maximale au possible a. La vitesse ω évolue selon la loi:

$$\omega = \omega_{\text{init}} - at,$$

où ω_{init} est la vitesse initiale de freinage.

Au bout du freinage $\omega = 0$, donc $t_f = \omega_{\text{init}}/a$.

La course de freinage sera alors:

$$\varphi_f = \int_0^{t_f} (\omega_{\text{init}} - at)\, dt = \omega_{\text{init}} t_f - \frac{at_f^2}{2},$$

d'où il vient:

$$\varphi_f = \frac{\omega_{\text{init}}^2}{2a}. \qquad (10\text{-}13)$$

On voit donc qu'à décélération constante la course de freinage du moteur d'entraînement est proportionnelle au carré de sa vitesse au moment initial du freinage. Il en découle que le freinage doit être commencé au moment, où l'écart entre la position réelle et la position désirée du cylindre supérieur est égal à la course de freinage.

Dans le système examiné on obtient ce résultat au moyen d'une réaction quadratique en vitesse du moteur du dispositif de serrage, réalisée par le transmetteur de vitesse TV et le transformateur fonctionnel TF à caractéristique quadratique, en faisant appel à un calculateur de commande mettant en œuvre la loi de commande suivante:

$$U = \begin{cases} +U_{\max} & \text{pour } S - S_c \geqslant c\omega^2, \\ 0 & \text{pour } -c\omega^2 < S - S_c < c\omega^2, \\ -U_{\max} & \text{pour } S - S_c \leqslant -c\omega^2, \end{cases}$$

où U est la tension de commande appliquée au circuit de commande du dispositif de serrage; S et S_c, respectivement l'écartement réel et de consigne des cylindres; c, un coefficient de proportionnalité.

Pour augmenter la précision des manœuvres et supprimer les fluctuations au voisinage de la valeur imposée de l'écartement des cylindres, le moteur d'entraînement du dispositif de serrage est mis au régime de contrôle linéaire:

$$U = k(S - S_c) \text{ pour } |S - S_c| \leqslant \Delta,$$

où Δ est une valeur relativement faible; k, un coefficient de proportionnalité.

Les systèmes de commande automatique du dispositif de serrage programmé se divisent en deux classes principales: analogiques et numériques. Actuellement, ce sont ces derniers qui se répandent le plus vu leurs avantages de haute précision et de fiabilité auxquels s'ajoute une simplicité de stockage et de sélection des programmes de serrage et des liaisons plus aisées du calculateur électronique avec le laminoir.

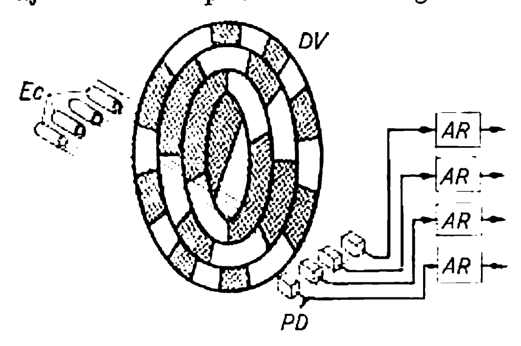


Fig. 10-27. Schéma de principe d'un transmetteur photo-électrique de position angulaire en code chiffré

Un des éléments principaux du système numérique de commande automatique des dispositifs de serrage est constitué par le transmetteur de position du cylindre supérieur qui est un transformateur de position angulaire d'arbre en code chiffré. Un tel transmetteur est souvent appelé traducteur arbre-chiffre. Il existe plusieurs types de ces traducteurs: à contacts, à induction, photo-électriques, etc. Nous étudierons plus bas la variante photo-électrique qui est la plus courante en pratique. Sur la fig. 10-27 on a schématisé la construction d'un de ces transmetteurs photo-électriques.

L'élément principal en est le disque de verre *DV* dont l'arbre est relié au dispositif de serrage. Le disque est divisé en plusieurs cercles dont le nombre correspond à celui des rangs binaires du chiffre et définit la précision du transmetteur. Dans le cas traité le nombre de rangs est égal à 4. Dans la pratique, on met en jeu 10 rangs et même plus.

Chaque cercle est à son tour divisé en parties ou arcs, alternativement transparents et opaques. Le cercle intérieur, correspondant au rang supérieur du chiffre, présente deux arcs, l'un transparent et l'autre opaque; le cercle suivant est divisé en quatre arcs, etc.

D'un côté du disque de verre *DV* sont disposés des éclaireurs *Ec* à rayons de lumière étroits et parallèles; de l'autre, en regard, sont disposées des photodiodes *PD*. Le nombre d'éclaireurs et de photodiodes est égal au nombre de cercles. Les tensions prélevées sur les photodiodes sont transmises à l'entrée des amplificateurs à caractéristique « tout ou rien » *AR*. Si une photodiode est impressionnée par un rayon de lumière, l'amplificateur qui lui est associé délivre

à sa sortie la pleine tension correspondant en code chiffré à « +1 »; sinon, c'est « 0 ».

Ainsi à tout déplacement angulaire du disque *DV* répond une combinaison déterminée de niveaux de tension à la sortie des amplificateurs *AR*, c'est-à-dire un code en chiffres.

Un autre élément important du système de commande numérique automatique du dispositif de serrage est constitué par le moniteur programmé (la mémoire d'instruction). Il en existe plusieurs types.

Le premier et le plus simple est un dispositif dans lequel la sélection du programme s'effectue en manœuvrant des commutateurs. Le passage d'un programme à un autre nécessite dans ce cas beaucoup de temps. C'est pourquoi ces dispositifs ne sont rationnels que pour des laminoirs à nombre de programmes réduit et où l'opportunité d'en changer se présente rarement.

Si, au contraire, le laminoir doit fabriquer une gamme variée de produits et partant les changements de programmes de serrage sont fréquents, on a recours à des dispositifs à cartes perforées avec un programme inscrit en code binaire à l'aide de perforations. La lecture du programme des cartes perforées s'effectue dans ce cas par contact ou par la méthode photo-électrique. Mais ces dispositifs présentent également des inconvénients, dont le principal est la « rigidité » du programme inscrit sur la carte qui ne tient pas compte des modifications dues à la variation de la température du métal.

C'est la raison pour laquelle on utilise actuellement de plus en plus des mémoires d'instruction réalisées avec des tores en ferrite ou avec des transfluxors, rappelant la mémoire de calculateurs électroniques. Le programme de serrage est mis en mémoire par ces dispositifs de deux façons différentes.

Le premier procédé consiste à faire entraîner manuellement par le laminoir un ou deux lingots d'un nouveau lot. Le programme de dégrossissages est alors automatiquement enregistré par la mémoire d'instruction. Le laminage des lingots suivants s'effectue alors selon le programme mis en mémoire. Si la température des lingots diffère de la valeur prescrite, l'opérateur rectifie le programme en effectuant le laminage du lingot manuellement.

Le second procédé revient à calculer, avant laminage de chaque lingot, le programme de dégrossissages à l'aide d'un calculateur électronique sur la base des dimensions initiales du lingot, de la marque d'acier, de la température du métal et des dimensions finales de l'ébauche; ce programme est alors introduit dans le moniteur avant le laminage de chaque lingot. En cours de laminage, le calculateur reçoit les informations concernant la pression exercée sur les cylindres, la nature de la charge de l'entraînement principal, etc., et corrige le programme de dégrossissages en fonction de ces informations.

CHAPITRE XI

AUTOMATISATION TOTALE DES SYSTÈMES DE COMMANDE ÉLECTRIQUE

11-1. Généralités

Les systèmes de commande automatique que nous avons examinés sont des dispositifs de commande automatique de différents moteurs utilisés pour actionner certains mécanismes ou leurs organes de travail. Dans la plupart des cas dans ces dispositifs l'automatisation de la commande est limitée par des liaisons qui ne dépassent pas le système de commande de la machine de production donnée.

Afin de réduire le temps demandé par les opérations auxiliaires et d'augmenter ainsi la productivité du travail on est souvent obligé de réunir des machines isolées en unités remembrées à l'aide des moyens d'automatisation totale.

A la différence de l'automatisation individuelle où le moteur commandé n'est pas lié électriquement avec d'autres moteurs, dans les schémas d'automatisation totale, dans les cas les plus simples on réalise à l'aide de différents verrouillages une liaison électrique des moteurs individuels qui assure un ordre déterminé des opérations. Dans des systèmes plus complexes on utilise différents dispositifs et appareils électriques y compris les calculatrices électroniques qui font sélectionner automatiquement les régimes optimaux de fonctionnement des machines de production.

L'automatisation totale des mécanismes de production trouve son emploi dans les domaines les plus variés de l'industrie. Il existe, par exemple, des installations de panification automatiques où l'homme ne touche pas les produits utilisés et tous les travaux sont faits automatiquement par différents mécanismes. Indiquons aussi l'automatisation totale des systèmes de commande d'un haut fourneau, d'une papeterie, d'un laminoir où il s'agit de commander des processus technologiques complexes. Dans l'industrie de construction des machines on emploie de plus en plus des machines transfert (fig. 11-1 et 11-2) qui augmentent considérablement la productivité. A l'heure actuelle on trouve des machines transfert dans de nombreuses usines de constructions mécaniques.

La productivité du travail dans de telles usines augmente considérablement en comparaison avec les usines actuellement en service.

L'automatisation conduit à la modification radicale des processus technologiques et à la création de nouveaux types de machines et à leur réunion en groupes automatiques à grand rendement. Cela

crée des conditions permettant dans un proche avenir d'automatiser différents cycles technologiques, des ateliers et même des usines entières.

Lors de la réalisation des schémas d'automatisation totale des systèmes de commande électrique on utilise différents moyens. Dans de nombreux cas on arrive à résoudre le problème à l'aide de relais et de contacteurs ou d'autres appareils simples comme, par

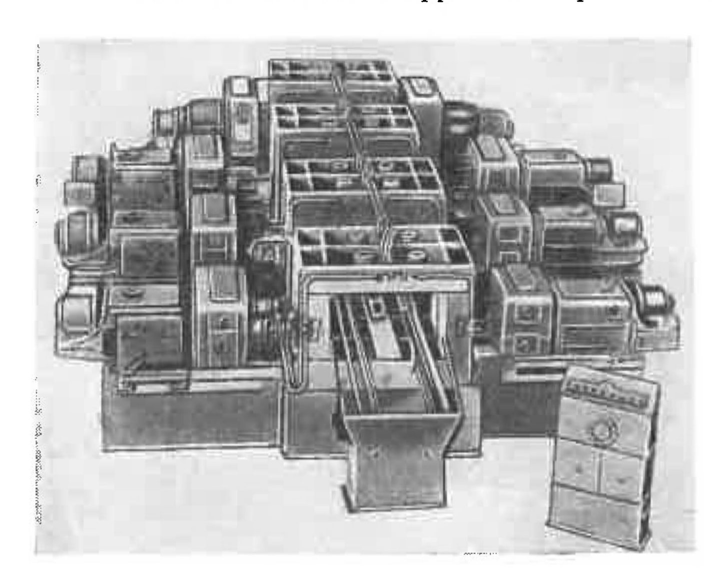


Fig. 11-1. Machine transfert pour l'usinage du bloc cylindres d'un tracteur

exemple, des relais téléphoniques, des sélecteurs pas à pas et d'autres dispositifs compacts de signalisation et de communication. On trouve de telles solutions dans les schémas d'automatisation d'ensemble des machines transfert, des différents systèmes de convoyeurs, etc.

Dans certains cas on est obligé d'utiliser des transmetteurs spéciaux à contacts et sans contacts (relais photo-électriques, transmetteurs à induction, capacitifs, etc.) comme on le voit dans certains dispositifs d'automatisation des laminoirs.

Mais dans de nombreux cas on est obligé d'utiliser d'autres principes de commande automatique des mécanismes et des processus de production exigeant un traitement rapide d'une vaste information. L'exigence sévère concernant la précision et la vitesse des processus fait alors que l'homme ne peut plus surveiller les machines et les processus ni les commander. On utilise alors des calculatrices de commande qui traitent l'information et assurent les fonctions

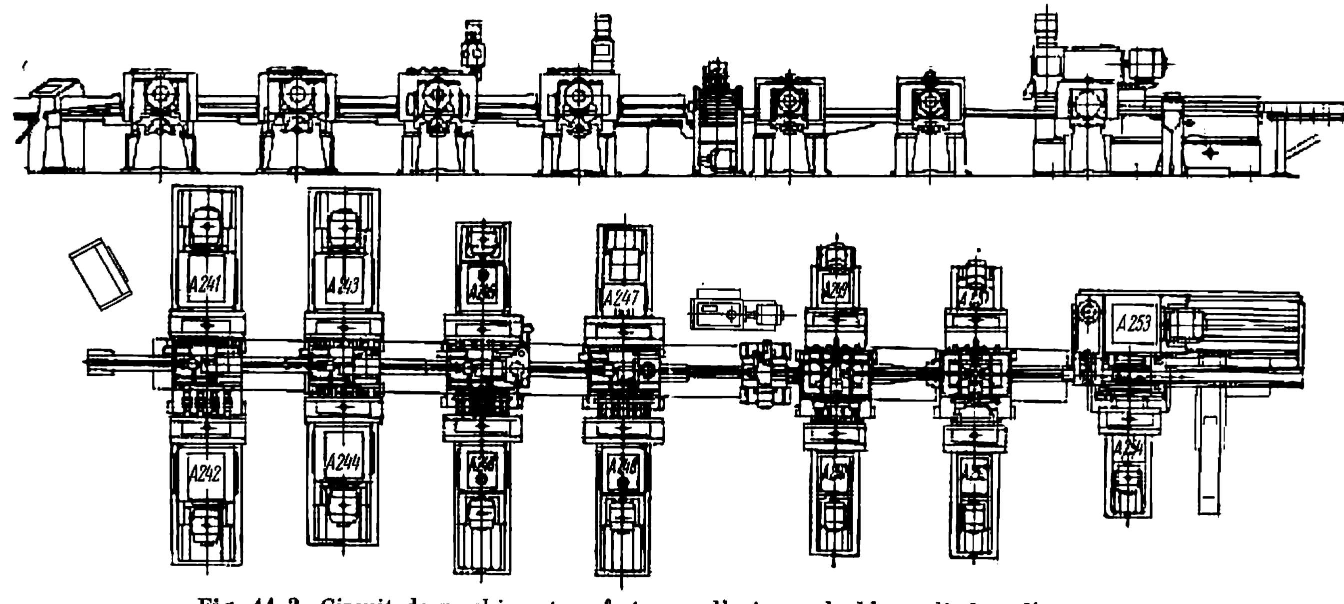


Fig. 11-2. Circuit de machines transfert pour l'usinage du bloc cylindres d'un camion

complexes de commande. L'utilisation des machines de commande dans l'avenir permettra d'accélérer certaines productions, par exemple, dans la métallurgie, l'industrie chimique, etc.

11-2. Machines transfert

Lors de l'usinage des pièces de forme complexe à grand nombre d'opérations sur des machines-outils ordinaires la perte de temps pour les opérations auxiliaires est très grande. Le montage de la

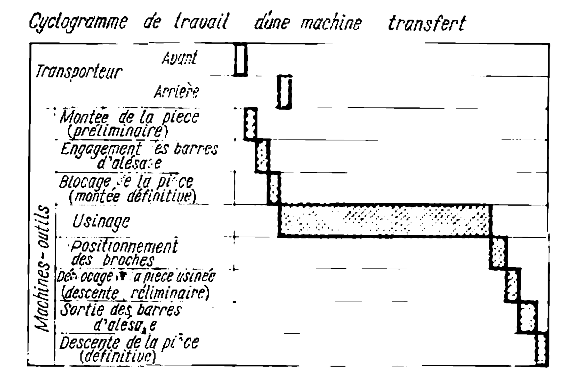


Fig. 11-3. Diagramme de branchement des mécanismes d'une machine transfert

pièce, son blocage et son déblocage, les opérations de mise en marche et d'arrêt de la machine-outil, l'enlèvement de la pièce usinée et son transport vers une autre machine-outil diminuent le temps de travail relatif durant lequel a lieu l'usinage.

La création des machines transfert permet d'augmenter considérablement la productivité du travail.

La fig. 11-3 montre le diagramme de branchement des mécanismes d'une machine transfert. Les machines y font, dans une suite déterminée, le forage, la taille des filets et d'autres opérations. Sans la participation de l'ouvrier sont réalisés le positionnement et le blocage des pièces, l'amenée et le déplacement automatiques des outils de coupe, le déblocage des pièces et leur transport vers la machine-outil suivante.

Généralement les machines transfert comprennent des machines-outils à unités standard dotées d'unités autonomes d'usinage avec un jeu d'outils de coupe. Les machines-outils sont liées entre elles par des dispositifs de blocage et de transport.

Pour assurer le processus technologique différentes machines-outils, dispositifs de blocage et de transport comportent des liaisons et des verrouillages déterminés réalisés généralement par des appa-

reils électriques. Le contrôle de l'exécution des ordres est réalisé de la façon la plus fiable en fonction du chemin parcouru.

Avec le régime automatique de fonctionnement les pièces sont positionnées et bloquées, ensuite les unités d'usinage avec les outils de coupe sont amenées rapidement et commutées pour l'avance de travail.

A la fin de l'usinage toutes les unités d'usinage reviennent en position initiale, les pièces sont débloquées, les positionneurs sont désengagés, toutes les pièces se déplacent. Ainsi s'achève un cycle de travail qui est ensuite répété automatiquement. Un régime de fonctionnement semi-automatique est également possible. De plus, on envisage aussi le fonctionnement de réglage de la machine transfert lorsque les mécanismes sont commandés individuellement par des boutons qui assurent un régime d'impulsions. Après un arrêt d'urgence tous les mécanismes sont remis en position initiale à l'aide des boutons de réglage et ce n'est qu'après qu'il est possible de faire redémarrer la machine transfert.

Le dispositif transporteur des pièces fonctionne en régime de va-et-vient. Il est commandé par un système électrique ou hydraulique en fonction du nombre de postes et du pas du dispositif transporteur.

Avec un petit nombre de postes et un pas relativement réduit on utilise la commande électrique qui est plus simple et meilleur marché. Dans le cas contraire on utilise la commande hydraulique qui assure une grande précision de déplacement des pièces.

Lorsque le nombre de machines-outils est grand on est obligé, pour faciliter le contrôle, de diviser les machines transfert en secteurs dont chacun comporte son transporteur et le dispositif de blocage. Souvent la limite d'un secteur est déterminée par le passage de l'usinage d'un plan de la pièce à l'usinage d'un autre plan. Dans ce cas un tambour rotatif ou une table rotative qui fait tourner les pièces divise les secteurs de la machine transfert. Les tambours rotatifs, ainsi que les tables rotatives, sont actionnés par un dispositif de commande électrique ou hydraulique. Dans ce dernier cas le dispositif de commande est souvent réuni avec le dispositif de blocage du secteur.

Dans les machines transfert on utilise surtout le moteur asynchrone à rotor en court-circuit associé aux dispositifs hydrauliques.

Pour les circuits de contrôle on utilise différents relais, contacteurs, interrupteurs de position et appareils de commande. Leur nombre augmente au fur et à mesure que l'usinage des pièces est plus compliqué et le nombre de machines-outils dans une machine transfert augmente. Dans le tableau 11-1 on trouve les données sur le nombre d'appareils et le nombre de leurs fonctionnements à l'heure dans une machine transfert servant à usiner le bloc cylindres d'automobile et comprenant dix machines-outils.

Tableau 11-1

Dénomination des appareils à contacts	Nombre d'appareils	Nombre de contacts dans le circuit		Nombre moyen de fonctionnements des contacts dans les circuits de force et les circuits de contrôle à l'heure
		de force	de contrôle	
Contacteurs	34	93	176	5 635
Relais intermédiaire	29	—	111	2 009
Relais temporisé	9	—	15	313
Relais thermique	27	—	37	—
Relais de pression	31	—	31	444
Interrupteur de position	104	—	162	4 226
Appareils de commande	3	—	62	1 930
Total	237	93	594	14 557

Avec un grand nombre de machines transfert le nombre de fonctionnements des contacts augmente considérablement. Ainsi, dans une usine automatique produisant les pistons des moteurs automobiles il atteint 300 000 à l'heure et même plus. Cela réduit la fiabilité des machines transfert et les constructeurs cherchent à réduire le nombre d'appareils de commande utilisés ainsi que d'employer les appareils ramassés à courant faible et à mettre au point des ensembles de commande sans contacts.

11-3. Ensemble d'un schéma de contrôle d'une machine transfert

Comme nous l'avons déjà indiqué les machines transfert automatiques comprenant des machines-outils à unités standard comportent aussi des mécanismes qui sont propres seulement à des machines transfert. Ce sont les transporteurs, les tables et les tambours pivotants ainsi que les dispositifs de serrage et de fixation, etc. Le fonctionnement de tous ces mécanismes a lieu dans une certaine séquence que l'on peut suivre d'après un cyclogramme, par exemple, d'une petite machine transfert destinée à l'alésage du bloc d'un moteur d'automobile. Pour amener les pièces depuis une machine-outil à une autre on se sert d'un transporteur à commande hydraulique. Chaque machine-outil est dotée d'un dispositif spécial pour le levage et le blocage des pièces à usiner. L'introduction des barres pour l'alésage des trous se fait lorsque les blocs sont soulevés; après le levage des blocs ils sont positionnés et ensuite après l'engagement des barres d'alésage bloqués sous contrôle du relais de pression.

La montée et le blocage des pièces à usiner sont assurés par un dispositif de commande hydraulique.

La suite de fonctionnements des différents éléments de la machine transfert examinée est élucidée par le cyclogramme de fonctionnement des mécanismes de la machine transfert indiqué sur la fig. 11-4. Cette dernière montre que d'abord a lieu le déplacement en avant du transporteur avec les pièces à usiner. Dans la position finale le

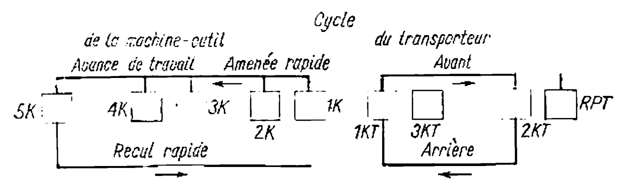


Fig. 11-4. Cyclogramme de fonctionnement des mécanismes de la machine transfert

transporteur est retenu le temps nécessaire pour la montée des pièces, l'engagement des barres d'alésage et le blocage des blocs. Après le blocage des blocs contrôlé par le relais de pression *RPT* une commande est donnée pour le retour du transporteur dans sa position initiale et le commencement du travail des machines-outils à unités standard. Après la fin d'usinage a lieu le positionnement des barres d'alésage, le déblocage des pièces usinées qui est nécessaire pour la sortie des barres d'alésage et le retour des unités autonomes d'usinage dans la position initiale.

Après la sortie des barres d'alésage et la descente définitive des pièces le cycle de fonctionnement de la machine transfert s'achève et tous ses mécanismes sont prêts pour le cycle analogue suivant.

La fig. 11-4 montre également les cycles de fonctionnement d'une machine-outil et du transporteur ainsi que la disposition conventionnelle des interrupteurs de position *K* et *KT*. Pour élucider le fonctionnement des principales liaisons de verrouillage dans le schéma de commande d'une partie de la machine transfert examinons le schéma simplifié de commande d'un transporteur avec entraînement électrique et un mécanisme à coulisse. Le mécanisme à coulisse y est utilisé pour inverser le sens de mouvement du transporteur et assurer le graphique correspondant de vitesse et d'accélération des pièces transportées d'un poste à un autre. Conformément au schéma indiqué sur la fig. 11-5 le moteur du transporteur *MT* est mis en circuit à l'aide du contacteur-disjoncteur *D*.

La destination des interrupteurs de fin de course est la suivante:

KU, un interrupteur de fin de course qui fixe la position initiale des unités autonomes d'usinage; pour simplifier le schéma il présente conventionnellement les contacts des interrupteurs de fin de course de toutes les unités autonomes d'usinage. Lorsque ces unités

se trouvent dans la position initiale les contacts de l'interrupteur de fin de course sont appuyés;

1KT, un interrupteur de fin de course qui est appuyé lorsque le transporteur se trouve en position initiale (avant le commencement de son mouvement vers l'avant);

2KT, un interrupteur de fin de course qui fixe la fin de la course du transporteur en avant;

KCD, un interrupteur de fin de course qui montre conventionnellement tous les interrupteurs contrôlant le déblocage de toutes les

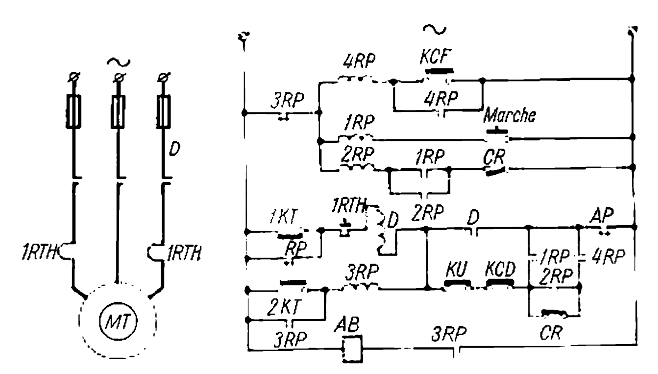


Fig. 11-5. Schéma simplifié de commande d'un transporteur de la machine transfert

pièces à usiner. Lorsque les pièces sont débloquées, les contacts de cet interrupteur sont appuyés;

KCF, un interrupteur qui contrôle la fin d'usinage des pièces par toutes les machines-outils (conventionnellement est présenté un seul interrupteur, mais en réalité leur nombre est égal au nombre d'unités autonomes d'usinage de la machine transfert);

AP, le contact du relais « arrêt préliminaire » de la machine transfert (l'ensemble de commande de ce relais n'est pas représenté sur le schéma).

Dans le schéma indiqué à l'aide du commutateur *CR* on choisit le régime automatique ou semi-automatique du fonctionnement de la machine transfert. Pour assurer le régime automatique les contacts du commutateur *CR* doivent se trouver dans la position indiquée sur le schéma, c'est-à-dire que les contacts présentés dans la partie supérieure du schéma doivent être ouverts et ceux indiqués dans la partie inférieure fermés.

Lorsqu'on appuie sur le bouton *Marche*, le relais intermédiaire *1RP* est mis en circuit et si toutes les unités autonomes d'usinage se trouvent dans la position initiale, ce qui est contrôlé par la fermeture de l'interrupteur *KU*, et toutes les pièces usinées sont débloquées (l'interrupteur *KCD* est fermé) le contacteur-disjoncteur *D*

fonctionnera par les contacts *AP*, *1RP*, *KCD*, *KU*, *3RP*, et le moteur *MT* sera branché sur le réseau.

Lorsque le transporteur se déplace vers l'avant le contact de l'interrupteur *1KT* n'est plus appuyé, ses contacts à ouverture se ferment en préparant l'alimentation de la bobine du contacteur-disjoncteur *D* lorsque le relais *3RP* se trouvera en circuit.

Après la fin de la marche du transporteur en avant le contact de l'interrupteur *2KT* sera fermé et le relais *3RP* dont les contacts à fermeture shuntent l'interrupteur *2KT* et enclenchent l'électro-aimant de blocage *AB* se fermera. Le moteur continue à fonctionner en tournant dans le même sens et le transporteur, grâce à l'action du mécanisme à coulisse, commencera à se déplacer en arrière. Une fois revenu dans sa position initiale, le transporteur s'arrête car le contact *1KT* s'ouvre et les contacts à ouverture *3RP* sont ouverts. Après le blocage des pièces à usiner les unités autonomes d'usinage commencent à se déplacer depuis leurs positions initiales (*KU* et *KCD* sont ouverts). Après la fin de l'usinage des pièces les butées qui se trouvent dans les unités autonomes d'usinage appuient sur l'interrupteur *KCF* et le circuit du relais *4RP* se ferme.

Après le retour des unités autonomes d'usinage dans la position initiale et le déblocage de toutes les pièces les contacts de *KU* et *KCD* sont de nouveau fermés, la bobine du contacteur-disjoncteur *D* est alimentée automatiquement (sans aucune action sur le bouton *Marche*) par les contacts *AP*, *4RP*, *CR*, *KU*, *KCD* et le cycle de travail se répète automatiquement.

On peut obtenir le régime semi-automatique si on fait préalablement tourner le commutateur *CR* dans une position pour laquelle les contacts ouverts sur le schéma se fermeront et les contacts fermés s'ouvriront. Ensuite on appuie sur le bouton *Marche*, les relais *1RP* et *2RP* sont mis en circuit et le transporteur, comme dans les cas précédents, démarre. A la fin de la course du transporteur vers l'avant, le relais *3RP* sera mis en circuit, ce qui provoque la mise hors circuit du relais *2RP*. Le schéma de commande du moteur du transporteur fonctionne comme en régime automatique avec la seule différence qu'après le retour du transporteur en position initiale et après la fin d'un cycle le fonctionnement de la machine transfert ne recommencera pas tant que l'opérateur n'appuyera pas sur le bouton *Marche*.

11-4. Automatisation des systèmes de manutention et de traitement

Dans le but d'automatisation intégrale des opérations d'un atelier de production, on a commencé, ces dernières années, à mettre en œuvre une commande centralisée à distance (dispatching) des diverses unités de production. Pour des systèmes de manutention et de traitement d'échelle moyenne comportant de 5 à 20 pièces

ou unités de production la commande est réalisée à l'aide d'appareils classiques à courants forts; pour des systèmes plus importants composés de 50 à 1 000 mécanismes, ce sont les appareillages, moyens automatiques, signalisations et communications de faible puissance qui sont utilisés.

Le contrôle des moteurs d'entraînement s'effectue au moyen de relais téléphoniques standards, commutateurs, boutons et sélecteurs pas à pas. Des dispositifs et systèmes télémécaniques sont d'un emploi courant dans de nombreux cas de commande des circuits de manutention utilisés dans des usines d'agglomération et de concentration, des élévateurs, des cimenteries, etc. Cet emploi est également possible pour le contrôle centralisé de mécanismes d'ateliers dans l'industrie chimique, les centrales électriques, les établissements de production à la chaîne d'éléments en béton armé, de même que pour la commande des trains de laminoirs.

Le dispositif d'automatisation essentiel des circuits de manutention est représenté par les interverrouillages desservant les liaisons mutuelles des moteurs entraînant les mécanismes du cycle technologique. Les interverrouillages garantissent l'exécution des ordres successifs de mise en marche et d'arrêt des différents moteurs.

De plus, l'ensemble de l'installation a un pupitre de commande central d'où est effectué le contrôle de tous les mécanismes du système en question.

Dans un cycle d'automatisation complexe la sélection de section de travail, la mise en marche et l'arrêt des mécanismes s'effectuent depuis le pupitre central. La manœuvre de contrôle des mécanismes est réalisée en trois opérations essentielles: préparation, sélection et exécution.

La première doit mettre en état de fonctionnement les circuits de commande. La deuxième sélectionne la section de travail et prépare les circuits des mécanismes ainsi choisis. Enfin, la troisième opération réalise la mise en route ou l'arrêt de la section de travail.

La fig. 11-6 donne le schéma-bloc d'une chaîne technologique d'un circuit de manutention comportant les éléments suivants: *1*, *5* — soutes; *2*, *3* — convoyeurs; *4* — alimentateur. En plein on a indiqué le sens d'acheminement des matériaux et en pointillé, la séquence de mise en marche des mécanismes.

Les verrouillages réalisant les liaisons entre les divers mécanismes travaillent en régime automatique et local. Pour la mise au point (opérations manuelles) l'utilisation des verrouillages n'est pas obligatoire.

Pour enclencher une unité de travail, il suffit de lancer le moteur du dernier mécanisme suivant le sens d'acheminement des matériaux et automatiquement tous les mécanismes à l'amont de la chaîne sont mis en route. Les interverrouillages assurent la séquence imposée de la mise en marche des mécanismes suivant l'acheminement tech-

nologique de matériaux, afin de pallier au risque d'accumulation de matériaux acheminés sur l'un des mécanismes. Dans un but identique l'arrêt inopiné d'un mécanisme quelconque, par l'office

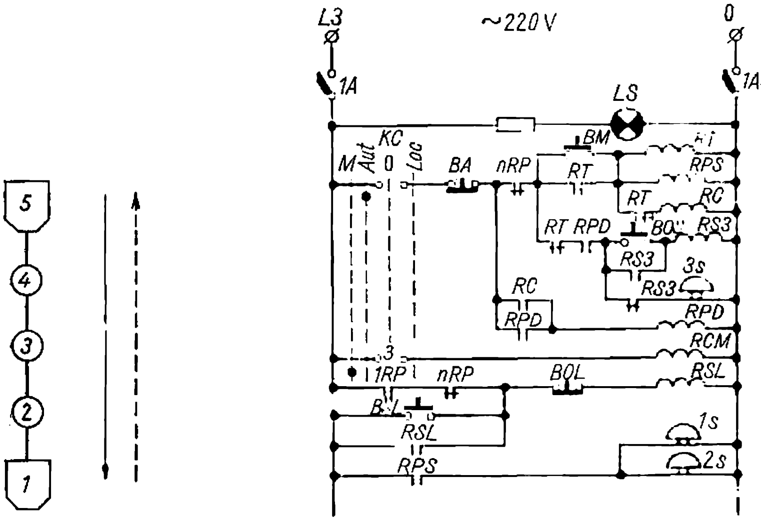


Fig. 11-6. Schéma-bloc d'une chaîne technologique du circuit de manutention et de traitement

Fig. 11-7. Schéma de commande d'une chaîne du circuit de manutention et de traitement

des interverrouillages, débranche les moteurs de tous les mécanismes précédents de la chaîne.

A titre d'exemple, les fig. 11-7 et 11-8 donnent respectivement le schéma de commande d'une chaîne de manutention et le schéma de commande électrique des moteurs correspondants.

Les schémas prévoient plusieurs modes de fonctionnement ordonnés par commutateur de commande *KC*. En position *Aut*, c'est la commande automatique centralisée qui est assurée. En outre, le commutateur peut être réglé sur la commande locale soit dépendante (*Loc*), soit manuelle (*M*). Si le commutateur *KC* est en position neutre, tous les mécanismes de la section de travail sont bloqués.

Avec le commutateur *KC* en *Aut*, une pression sur le bouton *BM* fait enclencher le relais temporisé *RT*, puis le relais intermédiaire *RPS*. Les contacts de ce dernier actionnent les sonneries *1s*, *2s* signalant la mise en route prochaine des mécanismes. Par la suite, après un certain retard, le contact du relais *RT* se ferme et enclenche le relais *RC* qui à son tour excite le relais *RPD* (relais intermédiaire de démarrage).

Les contacts de ce relais par l'intermédiaire des contacts fermés *RC* mettent sous tension la bobine du contacteur *1L* (fig. 11-8), ce

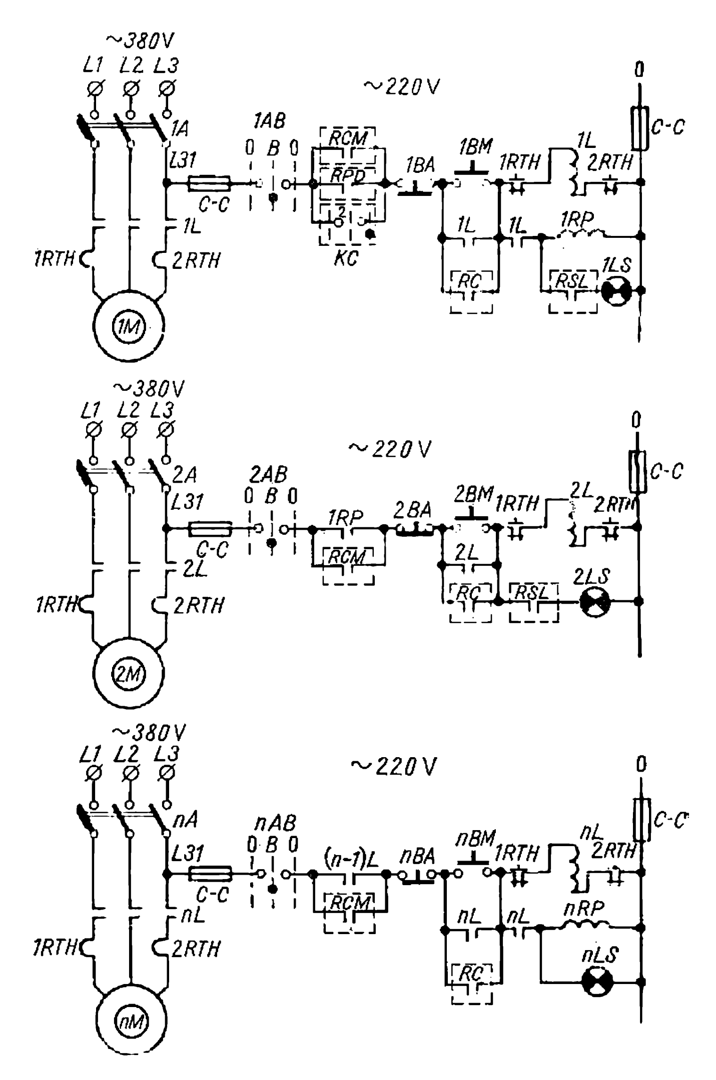


Fig. 11-8. Schéma de commande des moteurs d'une chaîne de manutention et de traitement

qui met en marche le premier moteur de la chaîne de travail. Le contact auxiliaire du contacteur *1L* ferme le circuit d'alimentation du relais intermédiaire *1RP* qui à son tour boucle le circuit de commande du deuxième moteur.

La mise en marche des autres moteurs s'effectue d'une façon identique. Avec le démarrage du dernier moteur se terminent les

opérations de mise en route de la chaîne de travail. Tous les relais du système de commande excepté le *RPD* sont au repos (fig. 11-7) par suite de l'excitation du relais intermédiaire *nRP* (fig. 11-8). Simultanément est supprimée la signalisation sonore.

Pour arrêter les moteurs de la chaîne de travail, il faut appuyer sur le bouton *BA* ; le relais *RPD* n'est plus excité, le premier moteur s'arrête et, après lui, un à un, tous les autres (fig. 11-7). Le dernier moteur s'arrête avec l'ouverture du contacteur $(n - 1)$ *L* de l'avant-dernier moteur (non figuré sur le schéma).

Pour la mise en régime de commande locale dépendante le commutateur *KC* est préalablement réglé sur la position *2* (fig. 11-8).

Une pression sur le bouton *1BM* met en marche le premier moteur. Le démarrage du deuxième moteur et des suivants n'est possible qu'une fois le moteur précédent en marche.

La commande locale indépendante (commande manuelle) devient possible si le commutateur *KC* est placé en *M*. Dans ce cas, le relais *RCM* (relais de commande manuelle) ferme ses contacts sur les circuits de commande de tous les moteurs.

Un arrêt accidentel de tout moteur entraîne le débranchement des suivants, y compris le dernier. Le relais *nRP* se déclenche et ferme le circuit de la signalisation de secours *3s*. Pour arrêter la signalisation sonore de secours, il faut appuyer sur le bouton *BOS*.

Le schéma prévoit de même une signalisation lumineuse qui contrôle le fonctionnement de tous les moteurs de la chaîne. On peut débrancher cette signalisation en pressant sur le bouton *BOL* ; pour la rétablir (si le contrôle des moteurs s'avère nécessaire) on agit sur le bouton *BSL* (fig. 11-7).

Comme il a été mentionné plus haut, les schémas utilisant les appareils à courants forts ne conviennent qu'aux systèmes de manutention et de traitement ne comportant qu'un nombre réduit de mécanismes.

Dans les systèmes à grand nombre de mécanismes, on a intérêt d'employer des appareils à courants faibles de même que des équipements statiques qui permettent d'élever la fiabilité de ces systèmes, de réaliser des blocs de commande et de signalisation plus compacts ainsi que de réduire les aires occupées.

11-5. Automatisation d'ensemble de hauts fourneaux

La sidérurgie soviétique dispose surtout de grands hauts fourneaux à rendement élevé. Environ 90 % de toute la fonte sont produits dans les hauts fourneaux comportant de nombreux dispositifs de contrôle et de réglage automatiques. Le système de chargement d'un haut fourneau en matériaux constituant le lit de fusion (aggloméré, minerai, castine, coke) est le domaine le plus automatisé dans la production de la fonte. Dans la majeure partie des hauts fourneaux

le réglage de la température, de l'humidité, du débit et de la composition du vent (rapport gaz naturel/air/oxygène), de la pression des gaz sous le gueulard est également assuré automatiquement. Sur certains hauts fourneaux, on a automatisé la sélection et le dosage de la charge; ils sont dotés de régulateurs automatiques du débit de vent par les tuyères.

Outre ces régulateurs automatiques, les hauts fourneaux sont dotés de multiples appareils de contrôle et de mesure permettant au personnel chargé de la surveillance des opérations de déceler à temps des perturbations dans le régime de fonctionnement et de prendre des mesures appropriées de correction.

Pour pousser plus avant le perfectionnement du processus de contrôle de hauts fourneaux, on a entrepris des travaux de recherche et installé des usines pilotes où l'automatisation est réalisée en faisant appel à des calculatrices de commande.

La fig. 11-9 présente un système d'automatisation d'ensemble de haut fourneau mis au point par l'Institut de Recherches de l'Automatisation de la production sidérurgique (U.R.S.S.). Ce système

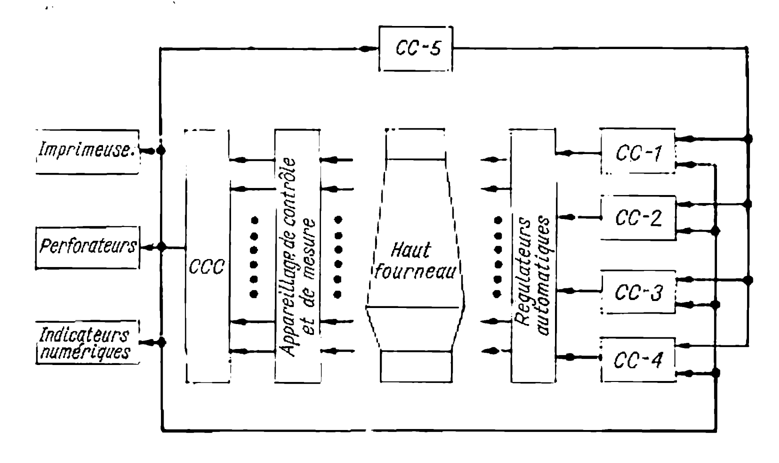


Fig. 11-9. Schéma-bloc d'automatisation du haut fourneau

a une structure hiérarchisée, c'est-à-dire constituée de plusieurs niveaux de contrôle.

Le premier niveau comprend les appareils de contrôle et de mesure avec les régulateurs automatiques.

Le dieuxième niveau est représenté par des calculatrices locales CC-1 à CC-4 dont la fonction est : composition du lit de fusion, répartition de la charge suivant la section du gueulard, contrôle de la descente uniforme et continue des charges du gueulard au creuset, contrôle du régime thermique du haut fourneau.

Quoique les opérations mentionnées sont des éléments d'un processus commun de contrôle du haut fourneau, elles peuvent dans une certaine mesure être isolées et par suite commandées par des ordinateurs séparés mais intégrés à un système de contrôle d'ensemble.

Ce deuxième niveau de contrôle comprend également une calculatrice de contrôle central *CCC* qui reçoit en analogique les informations issues des détecteurs de contrôle et de mesure, les convertit en chiffres, effectue avec eux des opérations de calibrage, linéarisation, lissage, etc., et les délivre sur les indicateurs numériques, imprimeuses, perforateurs et calculatrices locales. Enfin, le troisième et supérieur niveau est représenté par la calculatrice de commande centrale *CC-5* qui coordonne le travail des *CC* locales en optimisant le régime de fonctionnement du haut fourneau.

Cette distinction entre calculatrices locales, calculatrices de contrôle central et calculatrices de commande centrale est toute relative puisqu'un ordinateur moderne est capable de remplir simultanément toutes les fonctions de ces différentes machines.

Le contrôle automatique de la charge par la calculatrice *CC-1* permet d'obtenir une fonte de composition exigée et un laitier d'état désiré par un dosage plus précis des matières de charge suivant leur composition chimique et leurs propriétés physiques. Le *CC-1* établit son programme de préparation de la charge sur la base des informations sur la composition du lit de fusion et des produits du haut fourneau (fonte, laitier). Pour le calcul on tient compte également de l'humidité du coke et de la teneur en poussières du gueulard. Conformément au programme élaboré, le *CC-1* envoie des signaux de commande aux systèmes de pondération et de dosage des composants de la charge qui sont ensuite transportés sur des plans inclinés (skips) et déversés dans le haut fourneau suivant un programme imposé par le système de chargement.

Le contrôle automatique de la distribution des composants du lit de fusion suivant la section du gueulard par la calculatrice locale *CC-2* vise à répartir d'une façon plus uniforme le flux gazeux sur la section du gueulard et permet ainsi d'améliorer le rendement du haut fourneau et de réduire la consommation de combustibles. Le *CC-2* reçoit l'information sur la température et la composition des gaz au niveau de la section du gueulard et dans les conduits d'échappement ainsi que sur le débit et la composition du vent de chaque tuyère, puis élabore à partir de ces données des signaux de commande ; ces signaux sont par la suite introduits dans les systèmes de commande par programme du distributeur rotatif de charge *DRC* et du combinateur de débits.

Le contrôle automatique de la descente des charges à l'aide du *CC-3* assure un régime stable au haut fourneau pour un rendement maximal. Sur la base de l'information concernant la vitesse de descente des charges et la chute de pression le long de la hauteur du

fourneau, le *CC-3* règle en permanence le débit de vent assurant un rendement maximal.

Le contrôle automatique du régime thermique du haut fourneau est effectué par la calculatrice *CC-4* sur la base de l'information sur la température et la composition des gaz du gueulard, la température dans la cuve et la zone des tuyères, la chute de pression le long de la hauteur du fourneau, la température et la composition de la fonte et du laitier à la sortie. Le *CC-4* règle le rapport minerai/coke et les consignes données au régulateur automatique de température, humidité et composition du vent.

Les calculatrices locales sont intégrées en un système automatique unique au moyen du *CC-5* qui assure la coordination et l'optimisation du processus de contrôle. En qualité de critères d'optimisation peuvent être choisis le rendement du haut fourneau, la consommation en coke, le prix de revient de la fonte, etc.

Ce système intégral de contrôle de haut fourneau est en cours de mise en œuvre échelonnée. Actuellement, on étudie et expérimente dans des conditions d'exploitation des systèmes de contrôle et d'automatisation du premier et du deuxième niveau. On a notamment mis au point: un quantum-mètre fluorescent automatique à rayons X destiné à l'analyse de la composition des matières (matières premières et produits de fonte) à l'état de poussière, liquide ou solide; une installation d'analyse chromatographique des gaz du gueulard pour le dosage de CO, CO_2, H_2, N_2; un dispositif de mesure de la température de la fonte et du laitier à la sortie du haut fourneau; un appareillage destiné à relever la vitesse de descente des charges; un système de contrôle et de correction des pondérations du coke ainsi que d'autres installations.

Récemment, on a mis au point un système de contrôle centralisé (par calculatrice de contrôle central et l'ensemble de l'appareillage de contrôle et de mesure). Pour la distribution automatique de la charge le long de la circonférence du gueulard, on a élaboré une calculatrice analogico-numérique à programme spécialisé.

Des travaux sont également menés dans le domaine des descriptions mathématiques et de l'établissement d'algorithmes pour la commande de fusion au haut fourneau.

Mais on est encore loin d'avoir achevé l'automatisation de l'ensemble des processus des hauts fourneaux.

11-6. Commande automatique du distributeur rotatif de charge

Un fonctionnement stable et de haut rendement du haut fourneau avec une faible consommation de coke est dans une grande mesure fonction du degré d'utilisation de l'énergie thermique et chimique des gaz. L'un des procédés d'utilisation maximale de l'énergie des gaz est d'assurer leur répartition uniforme le long de

la section transversale du gueulard. Cette dernière peut être obtenue par une distribution régulière des matières de la charge le long de la circonférence du gueulard. Dans le système de commande automatique du haut fourneau décrit plus haut, cette distribution est réalisée par la calculatrice de commande *CC-2*.

La répartition du flux de gaz le long de la circonférence du gueulard peut être déterminée par la mesure de la température des gaz au-dessus du niveau de charge. Plus cette température est grande, plus la quantité des gaz traversant le secteur contrôlé est élevée et, inversement, avec l'abaissement de la température le flux des gaz s'affaiblit. Une élévation de température par rapport à sa valeur moyenne tout au long de la circonférence témoigne de l'accroissement de perméabilité aux gaz de la colonne des matières dans le secteur contrôlé (c'est-à-dire de l'apparition de canaux dans la masse chargée) et nécessite, en règle générale, une charge d'appoint en minerais dans la section concernée. Inversement, une baisse de température des gaz est un signe de diminution de la perméabilité dans le secteur sous contrôle (compactage) et exige des déversements de charge additionnelle en coke.

Une répartition irrégulière du flux de gaz le long de la circonférence du gueulard se répercute également sur les variations de température et la teneur en CO_2 des conduits d'échappement.

Une élévation de température des gaz dans le conduit de sortie, associée à une diminution de la teneur en CO_2, témoigne de l'accroissement de perméabilité de la charge dans le quadrant correspondant; et, inversement, un décroissement de perméabilité de la charge dans un quadrant entraîne une baisse de température des gaz dans le conduit d'échappement correspondant et une augmentation de la teneur en CO_2.

Les répartitions irrégulières du flux de gaz tout au long de la circonférence du gueulard se répercutent également sur la répartition du vent dans les tuyères (au cas où cette répartition n'est pas contrôlée automatiquement). Ainsi une élévation de perméabilité de la charge dans un secteur du haut fourneau nécessite le renforcement du vent dans la tuyère installée dans le secteur, et vice versa.

On voit donc qu'en déterminant la température des gaz au-dessus du niveau de charge, la température et la teneur en CO_2 dans les conduits d'échappement et le débit de vent dans les tuyères, puis en variant en conséquence la distribution des matières de charge, on peut régler la répartition du flux de gaz périphérique dans le gueulard.

Pour résoudre ce problème, on a étudié et mis en service sur le haut fourneau de l'usine « Azovstal » une calculatrice analogico-numérique de commande La détection des irrégularités de répartition du flux de gaz le long de la circonférence du gueulard est effectuée par cette calculatrice en deux étapes.

Au cours de la première étape, on relève la température et la teneur en CO_2 dans chacun des quatre conduits d'échappement du haut fourneau. Les résultats des mesures sont comparés aux valeurs moyennes dans les conduits et d'après les écarts constatés on reconnaît les quadrants à perméabilité aux gaz anormale.

Dans la seconde étape, on mesure la température des gaz au-dessus du niveau de charge et le débit du vent dans les tuyères. Les résultats sont comparés aux valeurs moyennes de la température le long de la circonférence du fourneau et du débit du vent dans les tuyères. Les écarts constatés servent à déterminer le secteur à perméabilité irrégulière à l'intérieur du quadrant distingué au cours de la première étape. Il est admis que le secteur en cause est décelé de façon rigoureuse si la nature des irrégularités établies dans le secteur et le quadrant correspondant n'est pas contradictoire.

Suivant la nature des répartitions périphériques des gaz dans le gueulard, la calculatrice impose au distributeur rotatif de charge l'un des programmes suivants:

1. Si la perméabilité de la charge est uniforme le long de la circonférence du fourneau, le chargement s'opère normalement, le *DRC* effectuant chaque fois une rotation de 20°.
2. A l'apparition dans un secteur d'une perméabilité aux gaz élevée, on y déverse du minerai et du coke.
3. A l'apparition dans un secteur d'une perméabilité aux gaz réduite, on laisse ce secteur non chargé lors du prochain déversement.
4. A l'apparition simultanée de secteurs à perméabilité élevée et réduite, on charge les premiers avec du minerai et les seconds, avec du coke.

Le schéma-bloc de cette calculatrice de commande est donné à la fig. 11-10.

Examinons le fonctionnement de la calculatrice au cours de la première étape. Comme détecteurs primaires de température et de teneur en CO_2 dans les conduits d'échappement on utilise quatre thermocouples et quatre analyseurs de gaz photo-acoustiques. Les signaux d'entrée de ces détecteurs sont transmis aux potentiomètres électroniques. Ces derniers sont dotés de transmetteurs secondaires à rhéostat. Les tensions prélevées sur ces derniers sont transmises à la calculatrice de commande.

Les blocs S, constitués d'additionneurs à résistances, établissent les moyennes des informations sur la température et la teneur en CO_2 dans les conduits d'échappement. Ensuite à l'entrée des éléments sensibles ES d'une caractéristique de fonctionnement par « tout ou rien » avec zone de non-sensibilité, on effectue la comparaison des températures et des teneurs en CO_2 pour chacun des quatre conduits avec les valeurs moyennes obtenues précédemment. Si l'écart dépasse le seuil de non-sensibilité, il apparaît à la sortie

de l'élément sensible un signal +1 si la température (ou la teneur en CO_2) dépasse la valeur moyenne et —1 dans le cas contraire.

Le haut fourneau est une installation qu'il est très difficile de diriger. Elle est sujette à des fortes influences de nature aléatoire.

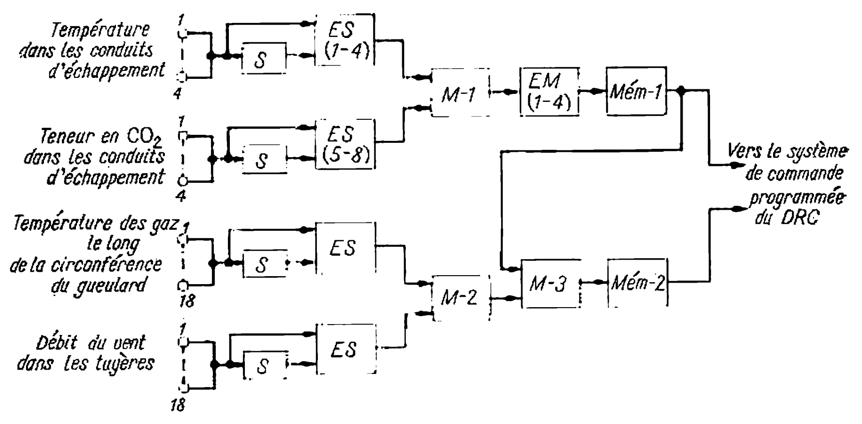


Fig. 11-10. Schéma-bloc de la calculatrice de commande

C'est la raison pour laquelle l'écart de température dans les conduits par rapport à leur valeur moyenne n'est reconnu valable que s'il est confirmé par des écarts de signe opposé de la teneur en CO_2 et s'il se répète un nombre déterminé de fois. La réalisation de ces deux conditions est assurée respectivement par une matrice *M-1* constituée d'un ensemble d'éléments logiques ET et de dispositifs d'emmagasinage *EM* qui se présentent sous forme de compteurs numériques inversibles (fig. 11-10). Après chaque interrogation des détecteurs (mesure) les dispositifs d'emmagasinage enregistrent les informations additionnelles +1, 0 ou —1.

Si, après la n-ème mesure, l'une des deux conditions ci-dessous est satisfaite:

$$\sum_{i=1}^{n} x_{ik} = -m_{1k}, \quad \sum_{i=1}^{n} x_{ik} = m_{2k},$$

où x_i est le paramètre courant parvenant à l'entrée du dispositif d'emmagasinage et prenant les valeurs de +1, 0, —1; m_1, m_2, des nombres entiers positifs exprimant la consigne du dispositif d'emmagasinage; k, le numéro du dispositif d'emmagasinage, les fluctuations de température dans le conduit d'échappement sont considérées comme établies, et partant les irrégularités de perméabilité aux gaz dans le quadrant qui sont enregistrées par la mémoire *Mém-1* (fig. 11-10).

Si, au bout du nombre maximal de mesures N réalisables au

cours d'un cycle, on a la condition: $-m_{1k} < \sum_{i=1}^{N} x_{1h} < m_{2k}$, cela veut dire qu'il n'y a pas des défections de perméabilité dans la charge le long de la circonférence du fourneau et ce fait est également enregistré par la mémoire *Mém-1*.

Considérons maintenant le comportement de la calculatrice de commande au cours de la seconde étape. Elle reçoit l'information transmise par 18 thermocouples disposés au-dessus du niveau de charge et par 18 détecteurs de débit du vent dans les tuyères, les thermocouples se disposant sur les mêmes génératrices que les tuyères. Comme lors de la première étape on établit les moyennes des informations sur la température des gaz suivant la circonférence du gueulard et le débit du vent dans les tuyères par l'office des blocs *S* et on les compare aux valeurs moyennes à l'entrée des éléments sensibles *ES*. De plus, tous les détecteurs de température et tous les détecteurs de débit de vent sont couplés, par l'intermédiaire de commutateurs à sélecteurs pas à pas (non figurés sur la fig. 11-10), à deux éléments sensibles. Le couplage des détecteurs s'effectue avec le signal issu des dispositifs d'emmagasinage *EM*, c'est-à-dire à l'instant où la défection de perméabilité de charge est établie dans un quadrant du fourneau.

Les signaux (+1 ; 0; —1), prélevés à la sortie des éléments sensibles, sont analysés par la matrice *M-2* comportant un ensemble d'éléments logiques OU. La défection de perméabilité de la charge aux gaz dans un secteur du fourneau est considérée comme établie si au moins l'un des détecteurs (mesurant la température des gaz ou le débit du vent) enregistre un écart de la valeur moyenne. Puisque la défection de perméabilité dans l'un des quadrants a été établie d'une façon suffisamment rigoureuse au cours de la première étape, il est considéré que la défection de perméabilité dans la seconde étape peut être appréciée à l'aide d'une seule mesure. D'où l'absence de dispositifs d'emmagasinage à la sortie de la matrice *M-2*.

Après l'établissement de la nature des défections de perméabilité de charge dans l'un des secteurs du fourneau, on vérifie, à l'aide de la matrice *M-3* (constituée par un ensemble d'éléments logiques ET), sa coïncidence avec la nature de la défection dans le quadrant établie au cours de la première étape. En cas de coïncidence, la mémoire *Mém-2* retient le numéro du secteur et transmet un ordre de modification au programme du distributeur rotatif de charge. En cas de non-coïncidence le programme de ce dernier reste inchangé.

La mise en œuvre de la calculatrice de commande décrite permet de réduire la consommation de coke de 0,9 % et d'élever le rendement du haut fourneau de 1,1 %. En cours d'exploitation elle s'est avérée suffisamment fiable et la durée de son fonctionnement ininterrompu a même dépassé durant certains essais 400 heures.

INDEX

Accouplement électromagnétique 150
— rigide des arbres 144
Amplificateur électronique (d'une calculatrice) 360, 361
— magnétique 338
— rotatif à auto-excitation critique 329
— — à champ transversal 333
— — à circuit magnétique fortement saturé 332
Angle de désadaptation (de désalignement) 158, 423
Appareils statiques 317
Arbre électrique 156
Autotransformateur 392

Bande magnétique 437
Bobine de réactance 392

Cage de démarrage 78
Calculatrice 437
Capacité calorifique d'un moteur 250
— de surcharge 245, 248
Caractéristique angulaire d'une machine synchrone 79
— fréquentielle réelle trapézoïdale 354
— mécanique commune 32
— — douce 30
— — dynamique 194, 237
— — d'un moteur 29
— — résultante du groupe de commande 144
— — rigide 30
— naturelle du moteur 35
— rhéostatique 36
— de vitesse 33
Carte perforée 436
Cascade électrique 153, 154
— électromécanique 153, 154
— à soupapes 155, 293
Charge admissible du moteur 86
— dynamique 286
Circuits auxiliaires 297
— de courant principal 297
Classes de tenue à la chaleur 248
Code décimal 436
Coefficient de forçage 212
— de pertes constantes 246
— de surcharge mécanique admissible 266
— — thermique 265
Combinateur de commande 385
Commande à accouplement électromagnétique 152
Commande asservie 416
— — par amplificateur rotatif 424
— — — à thyristors 426
— — à contrôle continu 417
— — à contrôle discontinu 416
— — avec contrôle par fréquence 430
— en fonction de la fréquence 303
— en fonction de la vitesse 301
— des moteurs asynchrones en cascade 152
— — à courant continu par convertisseurs à thyristors 344
— — par dispositifs statiques 317
— programmée 433
Commutation de l'enroulement statorique 122
Composante active du courant rotorique 159
Constante de temps d'échauffement 252
— — électromagnétique 192, 211, 308
— — électromécanique 185, 230
Contacteur-disjoncteur 376
Convertisseur ionique 108
— à thyristors 129-134, 404
Couple d'accrochage 78
— critique (maximal) 63, 64
— de décollage 191

Couple dynamique 171, 173
— efficace 230
— électromagnétique 33, 75, 80
— — nominal 36
— d'équilibrage 161
— moteur d'un moteur asynchrone 62
— résistant (statique) 170
Courant de court-circuit 192
— égalisateur 158
Critère de stabilité de Hurwitz 348
— — de Mikhaïlov 351
— de Nyquiste 350

Décodeur 437
Dégagement de chaleur du moteur 250
Démarrage échelonné d'un moteur asynchrone 231
— facile d'un moteur synchrone 393
— des moteurs asynchrones 229
— pénible d'un moteur synchrone 393
— par variation de fréquence 243
Détérioration des conditions de commutation 312
Diagramme de charge d'un système de commande 245, 277
— — d'un mécanisme actionné 279
Dispositif amplificateur 421
— perforateur 439
Durée d'un cycle 267, 276
— de décélération 179
— de freinage 199
— de mise en vitesse 179
— de renversement du sens de marche 223

Ecart de vitesse 35
Echauffement du moteur 246, 250
Eléments logiques statiques 318
Ensemble de coupure de courant 337
Equation d'équilibre énergétique 275
— — thermique 250
— de mouvement du dispositif de commande 170, 179

Facteur de marche 367
— de puissance 245
Fonction de transfert du systeme 350, 355
Forçage de l'excitation 212, 222, 389
Force magnétisante (f.m.m.) 61

Freinage avec auto-excitation 76
— à contre-courant 45, 57, 71, 200, 232, 313
— électrique 42
— des moteurs synchrones 81
— par récupération 43, 71, 235
— rhéostatique 44, 58, 72, 196, 234, 310
Fréquence de branchements 276

Gain d'amplification 327, 347
Gamme de réglage de la vitesse 83
Glissement critique 63

Limite de stabilité 353

Machine transfert automatique 26, 459
Maintien automatique de la vitesse 105, 330, 343
Méthode des aires 182
— d'approximation 363
— de couple équivalent 263
— de courant équivalent 261
— du gabarit 270
— impulsionnelle de réglage de la vitesse 137
— des pertes moyennes 259
— des proportions 180
— de puissance équivalente 264
Moment de giration 171
— d'inertie 171
— — du volant 288
Montage avec un convertisseur de fréquence synchrone 126
Moteur(s) asynchrone(s) 62
— compound 60
— dérivation 29, 33
— série 49
— synchrone 77

Pertes d'énergie dans le circuit d'induit lors du démarrage 205, 209
— — — — lors du freinage à contre-courant 208
— — — — lors du freinage rhéostatique 207
— — — — lors du renversement du sens de marche 207
— — lors des régimes transitoires dans les moteurs asynchrones 239, 240
Progressivité du réglage 84

Protection du moteur contre la baisse de la tension 377
— — contre les courts-circuits 377
— — contre un fonctionnement asynchrone 395
— — contre les surcharges 377

Rapport du couple de demarrage initial au couple nominal 67
— — maximal au couple nominal 64
— du courant de démarrage au courant nominal 67
Réactions 327
Réduction des couples résistants 174
— des moments d'inertie 174, 177
Régime d'onduleur 112
Réglage d'un relais d'accélération 387
— de la vitesse par changement du nombre de pôles 124
— — d'un moteur à courant alternatif à collecteur 135
— — — par shuntage de l'enroulement d'excitation 119
— — — — de l'induit 95, 117
— — — par variation du courant d'excitation 88, 115
— — — — de la résistance du circuit d'induit 92, 115
— — — — de la tension 101, 116
Régularisation (lissage) de la charge dynamique 286
Régulateur de glissement à amplificateurs magnétiques 341
— — en cascade asynchrone 293
— — à contacteurs 292
— — à liquide 290
Relais de contre-courant, point de connexion 314
— électromagnétique temporisé 308
— électronique 309
— de fréquence 303
— mécanique à pendule 306
Renversement (inversion) du sens de marche 102, 200, 209
Résistance de contre-courant 313
— de décharge 212, 220, 400
— intérieure de l'induit 37
Résistance nominale d'un moteur 38
— totale du circuit d'induit 33
Ruban perforé 439
Schéma cinématique d'une machine d'extraction 281
— de commande d'un ascenseur 407
— de démarrage automatique 304
— de montage 298
— de principe 297
Selsyns 420
Service continu 246
— intermittent 247
— temporaire 246
Stabilité de fonctionnement 85
Surcharge temporaire des moteurs 249
Système génératrice-moteur 102
— fermé de commande numérique 441
— avec machines auxiliaires asynchrones 157
— numérique de commande du mouvement 434
— — — de la position 434
— ouvert de commande numérique 445
— de réglage automatique 326
— de rotation synchrone avec machines auxiliaires asynchrones 157
— — — — — synchrones 161
— — — — à collecteur à courant continu 167
— — — des moteurs asynchrones avec conversion de fréquence 165
— — — — — à rhéostat commun 162

Tension d'attraction 301, 316
Thyristor(s) 344, 412
Transporteur 462
Travail de frottement 172

Valeur du maximum de courant lors du freinage 221
— moyenne de la tension redressée 110
Vérification du choix des moteurs pour capacité de surcharge et couple de démarrage 248
Vitesse de marche à vide idéale 35

Imprimé en Union Soviétique